
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

*Журнал зарегистрирован в Министерстве информации Республики Беларусь,
свидетельство о регистрации № 1087 от 23.01.2010 г.*

Входит в Перечень научных изданий Республики Беларусь
для опубликования результатов диссертационных исследований,
включен в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ)

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

Ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

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, Писецкий Ю.В., Сигов А.С., М.М. Татур

Редакционный совет:

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус,
И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, Н.В. Гапоненко, В.В. Голенков,
В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, А.А. Иванов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, В.А. Куренев,
В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, В.Е. Матюшков, Ф.И. Пантелеенко,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищеп, А.М. Русецкий, Н.К. Толочко, А.А. Хмель,
В.Ю. Цветков, 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

Гусинский А.В., Свирид М.С., Кондрашов Д.А., Копшай А.А., Булавко Д.Г., Лисов Д.А. Моделирование микрополосковой антенны радиовысотомера для летательного аппарата.....	5
Козловский Д.И., Титович Е.В., Козловская Ю.И. Анализ технико-дозиметрических характеристик аппаратов контактной лучевой терапии. Кольцевой аппликатор.....	13

Щербаков С.С., Коваль И.В., Грибовский Г.В., Полещук М.М., Подгайская Д.А. Моделирование напряженно-деформированного состояния участка зубочелюстного аппарата человека с учетом контактного взаимодействия между зубами и их частичного отсутствия.....	21
Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. Лампы бегущей волны на петляющих волноводах со скачком потенциала	29
Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области.....	35
Колосов С.В., Шатилова О.О. Мощная высокоорбитная гиро-ЛБВ.....	45
Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Кунц А.В., Прокопенко Н.Н. Низкотемпературный мультидифференциальный операционный усилитель	52
Гулевич Ю.Н., Наливайко Г.М. Перспективы применения ИТ для выбора и оценки поставщиков материалов и комплектующих изделий	61
Дубовик И.А., Бойкачев П.В. Методика синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки на основе метода вещественных частот	70
Котковец А.А., Поттосина С.А., Пинчук Т.Г. Агрегированные показатели трудовых ресурсов ИТ-проектов и их применение	79
Ключеня В.В. Архитектура процессора вычисления дискретного косинусного преобразования для систем сжатия изображения по схеме losless-to-lossy	86
Пискунов В.С., Тарутин И.Г. Статические радиационные поля малых размеров и детекторы для относительной дозиметрии малых полей в дистанционной лучевой терапии.....	94

Корректурa и верстка Л.В. КОНДАКОВА
Компьютерный дизайн О.В. БОЙПРАВ, Т.В. МИРОНЕНКО

Подписано в печать 24.08.2021. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.
Усл. печ. л. 12,32. Уч.-изд. л. 10,7. Тираж 100 экз. Заказ 159.
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 24.12.2020. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2021

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

The journal was registered on January 23, 2010 by the Ministry of Information of the Republic of Belarus in the State Registry of Mass Media, reg. No. 1087.

The journal included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Researches in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index (RSCI)

Editor-In-Chief

Vadim Anatol'evich Bogush

Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Address of editorial office: P. Brovka str., 6, rm. 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

Gusinski A.V., Svirid M.S., Kondrashov D.A., Kopshai A.A., Bulavko D.G., Lisov D.A. Simulation of microstrip radio altimeter antenna for aircraft	5
Kazlouski D.I., Titovich Y.V., Kazlouskaya Y.I. Analysis of the technical and dosimetric characteristics of the brachytherapy afterloaders. Ring applicator	13
Sherbakov S.S., Koval I.V., Gribovskii G.V., Polestchuk M.M., Padhaiskaya D.A. Modeling stress-strain state of the section of human dental apparatus with the account of contact interaction between the teeth and their partial absence	21
Aksenchyk A.V., Kirynovich I.F. Traveling-wave tubes on looping waveguides with a potential jump	29
Kozlov S.V., Le Van Cuong. Long-time coherent accumulation algorithms for reflected signal with non-zero higher derivatives of the range to radar target in the spectral domain	35
Kolosov S.V., Shatilova O.O. Powerful high-orbit gyro-TWT	45
Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Kunts A.V., Prokopenko N.N. Low temperature multi-differential operational amplifier	52
Hulevich Y.N., Nalivaiko G.M. Prospects for the use of IT for the selection and assessment of suppliers of materials and components	61
Dubovik I.A., Boykachev P.V. Method for synthesis of matching devices for broadband radio engineering systems with unstable load impedance based on the method of real frequencies	70

Kotkovets A.A., Pottosina S.A., Pinchuk T.G. Aggregated coefficients of IT projects labor resources	79
Kliuchenia V.V. Architecture of the discrete cosine transformation processor for image compression systems on the lossless-to-lossy circuit	86
Piskunov V.S., Tarutin I.G. Static small radiation fields and detectors for relative small field dosimetry in external beam radiotherapy	94



Оригинальная статья
Original paper

<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-5-12>

УДК 621.396

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ РАДИОВЫСОТОМЕРА ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.В. ГУСИНСКИЙ, М.С. СВИРИД, Д.А. КОНДРАШОВ, А.А. КОПШАЙ, Д.Г. БУЛАВКО,
Д.А. ЛИСОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 12 октября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Целью статьи является проведение математического моделирования основных характеристик и параметров микрополосковой антенны, диэлектрическая подложка которой создана из отечественного образца керамики, и обоснование применения микрополосковой антенны в качестве приемо-передающей антенны в радиовысотомере. Показано, что микрополосковая антенна имеет хорошие электрические параметры в частотном диапазоне 31,5–33,5 ГГц в случае размещения ее на подложке из керамического материала с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 9,6$ и толщиной 0,2 мм. В том числе ширина диаграммы направленности антенны по уровню -3 дБ составляет 12,5 град в горизонтальной плоскости и 26,7 град в вертикальной плоскости. При этом коэффициент усиления антенны равен 17 дБ, а уровень первого бокового лепестка составляет -20 дБ относительно главного лепестка антенны. Также в статье предложено практическое применение антенной решетки синфазных микрополосковых антенн в качестве приемо-передающей антенны радиовысотомера, устанавливаемого на летательные аппараты. Дальность действия высотомера достигает 300 м.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, радиовысотомер, линейно-частотно модулированный сигнал, диэлектрическая проницаемость, антенная решетка.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гусинский А.В., Свирид М.С., Кондрашов Д.А., Копшай А.А., Булавко Д.Г., Лисов Д.А. Моделирование микрополосковой антенны радиовысотомера для летательного аппарата. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 5-12.

SIMULATION OF MICROSTRIP RADIO ALTIMETER ANTENNA FOR AIRCRAFT

ALEKSANDR V. GUSINSKI, MAKSIM S. SVIRID, DENIS A. KONDRASHOV,
ALEKSEI A. KOPSHAI, DMITRY G. BULAVKO, DMITRY A. LISOV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 12 October 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The purpose of the article is to carry out mathematical modeling of the main characteristics and parameters of a microstrip antenna, the dielectric substrate of which is created from a domestic ceramic sample and to substantiate the use of a microstrip antenna as a transmitting and receiving antenna in a radio altimeter. It is shown that a microstrip antenna on a ceramic material substrate with a relative permittivity $\epsilon = 9.6$ and a thickness of 0.2 mm has good electrical parameters in the frequency range of 31.5–33.5 GHz. Including the width of the antenna radiation pattern at the level of -3 dB is 12.5 degrees in the horizontal plane and 26.7 degrees in the vertical plane. In this case, the antenna gain is 17 dB and the level of the first side lobe is -20 dB relative to the main antenna lobe. Also the practical application of microstrip array antennas in phase as a transmitting and receiving antenna for a radio altimeter installed on aircraft is described in the article. The range of the altimeter reaches 300 m.

Keywords: microstrip antenna, radio altimeter, linear-frequency modulated signal, dielectric constant, antenna array.

Conflict of interests. The authors declare no conflicts of interest.

For citation. Gusinski A.V., Svirid M.S., Kondrashov D.A., Kopshai A.A., Bulavko D.G., Lisov D.A. Simulation of microstrip radio altimeter antenna for aircraft. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 5-12.

Введение

Радиовысотомеры (РВ) в настоящее время являются обязательным элементом комплекса радиотехнического оборудования летательного аппарата (ЛА). Основное требование к антеннам радиовысотомеров – формирование амплитудной диаграммы направленности (ДН) с максимумом излучения в направлении земной поверхности. Необходимая для работы радиовысотомера ДН может быть сформирована, например, вибраторными и (или) рупорными антеннами [1].

Вибраторные антенны обычно располагают над проводящей поверхностью, играющей роль экрана. Вибраторные антенны являются выступающими, что ограничивает их применение на современных и перспективных ЛА.

Достоинством рупорных антенн является простота их конструкции и относительно широкий частотный диапазон. Такая антенна представляет собой волновод с плавно расширяющимися размерами поперечного сечения. Выбором размера раскрыва рупора возможно обеспечить требуемую ширину ДН.

Однако когда к антенной системе предъявляются жесткие требования по минимизации ее габаритов и массы (беспилотные ЛА, космические аппараты и др.), в качестве излучателей необходимо использовать микрополосковые элементы. В случае изготовления таких антенн по технологии печатных плат (печатные излучающие элементы), возможно не только значительно снизить массогабаритные параметры, но и уменьшить стоимость и повысить надежность антенных систем. Такие антенны характеризуются достаточной механической прочностью, а значит, могут размещаться на внешних поверхностях ЛА, то есть являются невыступающими.

Несомненным достоинством микрополосковых антенн (печатных антенн, или патч-антенн (от англ. Patch-antenna) также является простота интеграции с другими СВЧ-устройствами.

В настоящее время актуальной является задача по созданию композитных керамических материалов, использование которых позволит уменьшить массогабаритные характеристики существующих устройств СВЧ ориентировочно в 1,5–2 раза. Отмечается, что использование новых образцов микроволновой керамики позволит создавать в том числе и диэлектрические подложки для печатных антенн.

Аналогичные разработки ведутся и в нашей стране. Их актуальность связана с тем, что на сегодняшний день более двух третей керамических подложек для создания устройств СВЧ являются предметом импорта. Уже созданы отдельные отечественные образцы керамик на основе оксида алюминия.

Необходимо отметить, что активное развитие и совершенствование различных систем космических аппаратов требует дальнейшей миниатюризации существующих патч-антенн. Следовательно, задача создания отечественных керамических подложек для микрополосковых антенн приобретает дополнительную актуальность.

Одним из распространенных способов миниатюризации печатных антенн является использование материалов с высокой диэлектрической проницаемостью ϵ . В этом случае действует следующая оценочная формула: увеличение в k раз диэлектрической проницаемости приводит к уменьшению габаритов излучателя в \sqrt{k} раз.

В настоящее время известны различные виды керамик с $\epsilon > 9$ и относительно малыми значениями тангенса угла диэлектрических потерь менее 10^{-3} .

Таким образом, целями работы являются: определение посредством математического моделирования основных характеристик и параметров микрополосковой антенны, диэлектрическая подложка которой создана из отечественного образца керамики; на основе полученных результатов моделирования определение возможности использования образцов отечественных СВЧ керамик для создания печатных антенн; рассмотрение применения микрополосковой антенны в качестве прямо-передающей антенны в радиовысотомере.

Моделирование

Исходными данными для моделирования явились:

- частотный диапазон работы высотомера – 31,5÷33,5 ГГц;
- поляризация излучения (приема) – линейная;
- толщина подложки отечественного композитного материала – 0,2 мм;
- относительная диэлектрическая проницаемость отечественного керамического материала подложки – $\epsilon = 9,6$;
- входное сопротивление коаксиального кабеля, связанного с антенной, – 50 Ом.

Также исходным параметром при проектировании антенн является направленность, которая определяет необходимую форму и пространственную ширину луча (в двух главных плоскостях). В этой связи необходимо отметить следующее:

- ДН РВ не должна быть слишком широкой, так как при этом снижается точность измерения высоты из-за «растягивания» отраженного сигнала и увеличивается уровень отражений от местных предметов и выступающих элементов конструкции ЛА;
- ДН РВ не должна быть узкой из-за опасности «потери» высоты при эволюциях полета [2];
- ширина главного лепестка ДН антенны РВ в направлении полета должна несколько быть больше, чем в поперечном направлении;
- единичный печатный излучатель является слабонаправленным излучателем – следовательно, для создания необходимой ДН РВ потребуются создание антенной решетки синфазных микрополосковых антенн.

Вышеперечисленные требования привели к необходимости создания массива 4×8 печатных излучателей с линейным питанием от общего проводника (рис. 1). Размещение излучателей в антенной решетке эквидистантное.

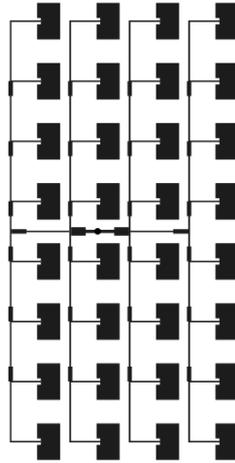


Рис. 1. Массив печатных излучателей для моделирования
Fig. 1. Array of printed emitters for modeling

В результате проведенного моделирования получены оценки электрических параметров микрополосковой антенны (рис. 2–5).

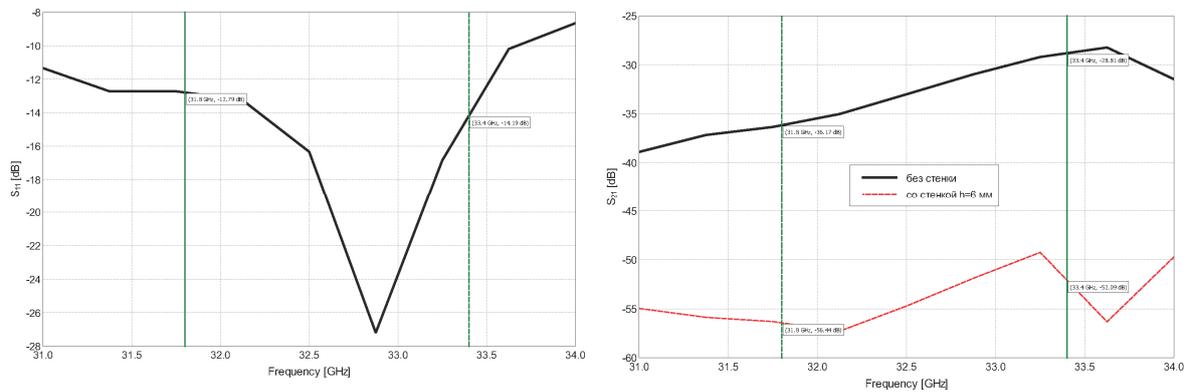


Рис. 2. S-параметры в рабочем диапазоне частот
Fig. 2. S-parameters in working frequency range

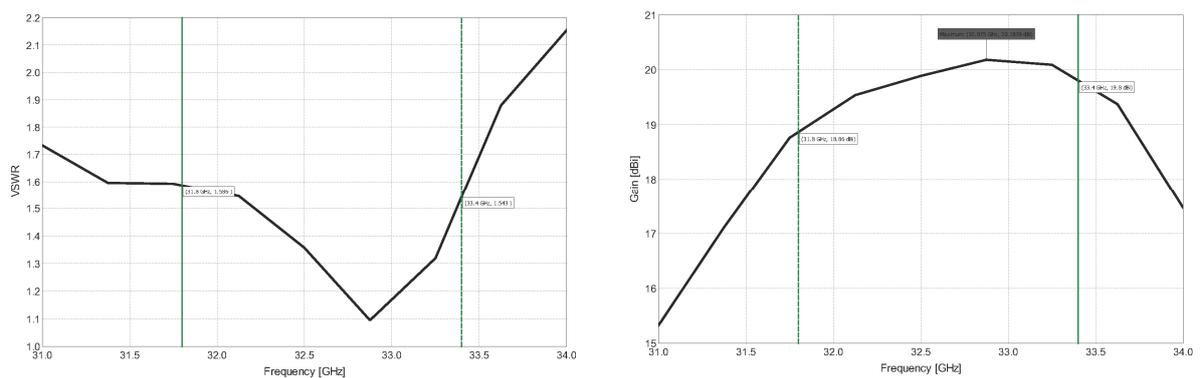


Рис. 3. КСВН и коэффициент усиления антенны в рабочем диапазоне частот
Fig. 3. VSWR and gain factor of antenna in working frequency range

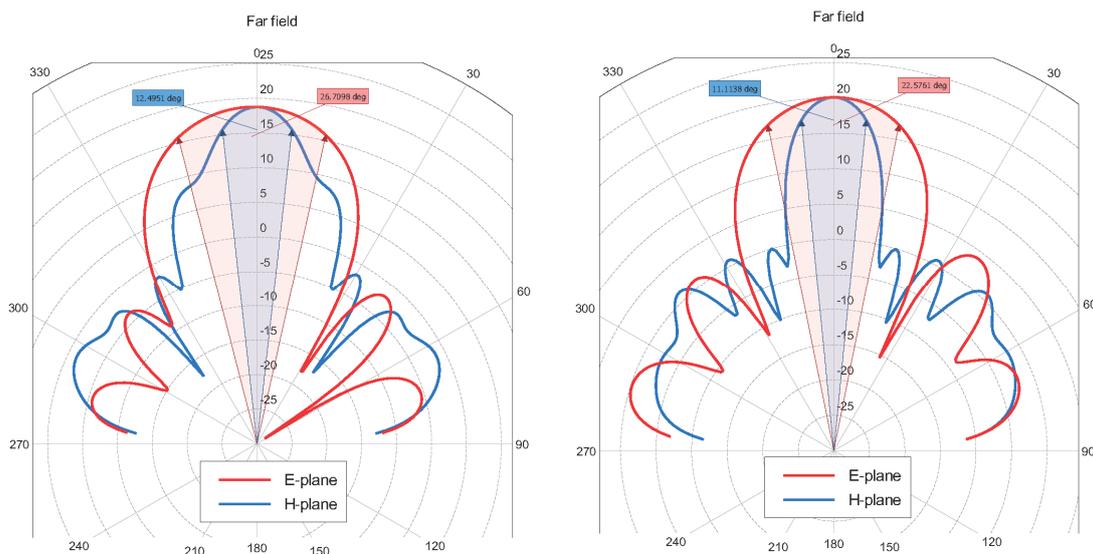


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны на частоте 31,5 и 33,5 ГГц
Fig. 4. Pattern diagram in frequency 31.5 and 33.5 GHz

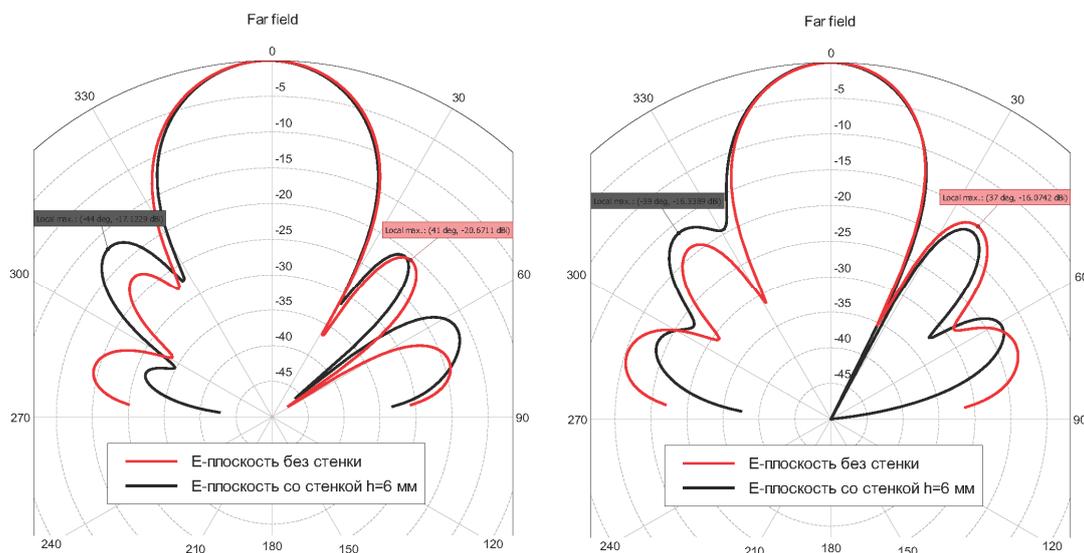


Рис. 5. Уровень боковых лепестков на ДН антенны на частоте 31,5 и 33,5 ГГц
Fig. 5. Side lobe level in frequency 31.5 and 33.5 GHz

Практическое применение

Радиовысотометр предназначен для измерения высоты движения ЛА относительно земной поверхности. Основной областью применения РВ является измерение высоты полета ЛА в реальном масштабе времени.

Радиовысотометр построен по классической схеме РВ малых высот с линейно-частотно модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом [3]. Его отличительными особенностями являются принцип управления зондирующим сигналом и принцип слежения за истинной высотой.

Сущность отличительных принципов состоит в том, что в РВ прямой и отраженный сигналы передаются на приемное устройство. Измерение расстояния осуществляется путем расчета разности по частоте между прямыми и отраженными от цели колебаниями в один и тот же момент времени.

Поскольку периодические законы изменения частоты и фазы сигнала взаимосвязаны, частотно-модулированные колебания могут быть представлены рядом Фурье – суммой гармонических составляющих с кратными частотами [4–6]:

$$u(t) = \sum_k U_k \cos\left(\frac{2\pi}{T}kt + \varphi_0\right). \quad (1)$$

Ширина спектра продолжительного ЛЧМ колебания характеризуется величиной девиации частоты, т. е. разностью между максимальной и минимальной мгновенными частотами:

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}, \quad (2)$$

при этом скорость нарастания (убывания) частоты определяется формулой

$$\gamma = \frac{2 \cdot \Delta f}{T} \quad (3)$$

Отраженный от цели сигнал на входе смесителя имеет сниженную амплитуду и запаздывает во времени на величину

$$t_d = \frac{2 \cdot r}{c}, \quad (4)$$

где r – расстояние до цели, c – скорость света.

Частота биений при этом остается постоянной, за исключением малых интервалов времени, на границах которых разность скоростей изменения частоты колебаний прямого и отраженного сигнала меняет знак. Скорость изменения частоты γ связана с девиацией частоты и периодом T (или частотой модуляции F). Основное значение частоты биений будет равно

$$F_b = \gamma \cdot t_d = \frac{4\Delta f \cdot F \cdot r}{c}. \quad (5)$$

Таким образом, частота биений F_b может служить мерой дальности до цели.

Радиовысотомер работает в режиме поиска, а при регистрации сигнала, отраженного от земли, переходит в режим сопровождения.

Принцип действия РВ заключается в получении и поддержании постоянным значения разностной частоты (частоты биений) между излучаемым линейно модулированным сигналом и сигналом, отраженным от земли.

Радиовысотомер состоит из: модуля цифровой обработки (МЦО); преобразователя аналого-цифрового (АЦП); генератора пилообразного напряжения (ГПН); генератора управляемого напряжением (ГУН); умножителя частоты (УмЧ); полосового фильтра (ПФ); ответвителя направленного (НО); СВЧ предварительного усилителя мощности (ПУМ); СВЧ усилителя мощности (УМ); защитного устройства (ЗУ); малошумящего усилителя (МШУ); смесителя (СМ); СВЧ детектора (ДСВЧ); фильтра нижних частот (ФНЧ); усилителя промежуточной частоты (УПЧ) и модуля питания (МП) (рис. 6).

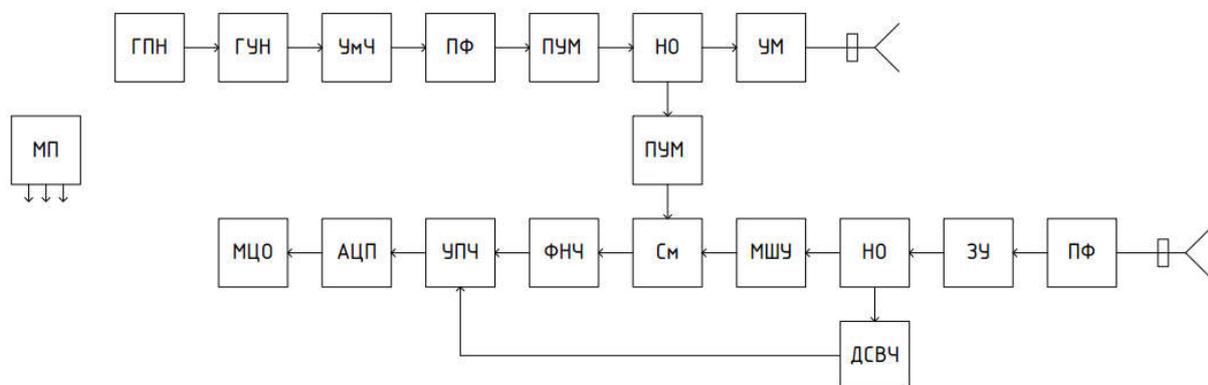


Рис. 6. Структурная схема РВ
Fig. 6. Block-diagram of radio altimeter

- Основные технические характеристики РВ:
- диапазон рабочих частот – от 32 до 34 ГГц;
 - время обновления измерений – не более 0,5 мс;
 - диапазон измерения высоты – от 0,3 до 300 м;
 - среднеквадратическая ошибка измерения высоты – не более $\pm 6\%$ от значения измеряемой высоты;
 - тип антенн – микрополосковая;
 - максимальная перегрузка – 40 г;
 - рабочий диапазон температур – от минус 40 °С до плюс 45 °С;
 - сила потребляемого тока – не более 1,5 А;
 - напряжение питания – 12 В;
 - интерфейс управления – RS-485.

Заключение

В работе рассмотрены и проанализированы результаты моделирования микрополосковой антенны на керамической подложке с высокой диэлектрической проницаемостью. Путем математического моделирования и последующего изготовления показана возможность использования отечественных подложек для производства антенн. Практическое применение предложенной антенной системы в радиовысотомере для летательных аппаратов позволило улучшить технические характеристики высотомера в части увеличения устойчивого измерения расстояния и уменьшения массо-габаритных параметров радиовысотомера.

Список литературы

1. Сазонов Д.М. *Антенны и устройства СВЧ*. Москва: Высшая школа; 1988.
2. Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А. *Антенно-фидерные устройства*. Москва: Радио и связь; 1989.
3. Сосновский А.А., Хаймович И.А. *Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов. Справочник*. Москва: Транспорт; 1987.
4. Белов Л.А. *Радиопередающие устройства с линейно частотной модуляцией*. Москва: Московский энергетический институт; 1981.
5. Хармут Х.Ф. *Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи*. Москва: Радио и связь; 1985.
6. Сергиенко А.Б. *Цифровая обработка сигналов*. Санкт-Петербург: Питер; 2005.

References

1. Sazonov D.M. [*Antennas and microwave devices*]. Moscow: Vysshaya shkola; 1988. (in Russ.)
2. Kocherzhevsky G.N., Erokhin G.A. [*Antenna-feeder devices*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1989. (in Russ.)
3. Sosnovsky A.A., Khaimovich I.A. [*Aircraft radio-electronic equipment*]. Reference book. Moscow: Transport; 1987. (in Russ.)
4. Belov L.A. [*Radio transmitting devices with linear frequency modulation*]. Moscow: Moscow Power Engineering Institute; 1981. (in Russ.)
5. Harmut H.F. [*Non-sinusoidal waves in radar and radio communication*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1985. (in Russ.)
6. Sergienko A.B. [*Digital signal processing*]. St. Petersburg: Piter; 2005. (in Russ.)

Вклад авторов

Гусинский А.В. осуществил научное руководство и постановку задачи.
Свирид М.С. провел моделирование СВЧ-тракта радиовысотомера.
Кондрашов Д.А. разработал структурную схему радиовысотомера.
Копшай А.А. выполнил моделирование микрополосковой антенны.
Булавко Д.Г. разработал 3D-модель антенной системы на керамической подложке.
Лисов Д.А. разработал конструкцию радиовысотомера.

Authors' contribution

Gusinski A.V. carried out scientific guidance and formulation of the problem.
Svirid M.S. conducted modeling of the microwave path of the radio altimeter.
Kondrashov D.A. developed a block diagram of a radio altimeter.
Kopshai A.A. performed the simulation of a microstrip antenna.
Bulavko D.G. developed a 3D model of an antenna system on a ceramic substrate.
Lisov D.A. developed the design of the radio altimeter.

Сведения об авторах

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

Свирид М.С., старший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кондрашов Д.А., заместитель начальника Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Копшай А.А., научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Булавко Д.Г., младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лисов Д.А., младший научный сотрудник Центра 1.9 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Gusinski A.V., PhD, Head of the Center 1.9 R&S Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Svirid M.S., Senior Researcher at the Center 1.9 R&S Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kondrashov D.A., Deputy Head of the Center 1.9 R&S Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kopshai A.A., Researcher at the Center 1.9 R&S Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Bulavko D.G., Junior Researcher at the Center 1.9 R&S Department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Lisov D.A., Junior Researcher at the Center 1.9 R&S Department of the 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. +375-29-639-84-42;
e-mail: avggus@mail.ru
Гусинский Александр Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-639-84-42;
Gusinski Aleksander Vladimirovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-13-20>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 615.478.1

АНАЛИЗ ТЕХНИКО-ДОЗИМЕТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТОВ КОНТАКТНОЙ ЛУЧЕВОЙ ТЕРАПИИ. КОЛЬЦЕВОЙ АППЛИКАТОР

Д.И. КОЗЛОВСКИЙ¹, Е.В. ТИТОВИЧ², Ю.И. КОЗЛОВСКАЯ³

¹Международный государственный экологический институт им. А.Д. Сахарова Белорусского государственного университета (г. Минск, Республика Беларусь)

²УП «АДАНИ» (г. Минск, Республика Беларусь)

³Республиканский научно-практический центр онкологии и медицинской радиологии им. Н.Н. Александрова (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 12 октября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Проведено исследование технико-дозиметрических характеристик аппаратов и аппликаторов для брахитерапии. На примере кольцевого аппликатора выполнено тестирование корректности позиционирования источника ионизирующего излучения (ИИИ) внутри аппликаторов как часть процедуры ввода в эксплуатацию и контроля качества аппликаторов для проведения лечения. Были установлены величины несоответствий в положении ИИИ при планировании и реализации дозиметрических планов облучения для лучевой терапии. Выявление величин несоответствия проводилось с использованием полученных рентгеновских изображений аппликатора в момент реализации планов облучения. Дозиметрический план представлял собой последовательное расположение ИИИ в теле аппликатора в каждой активной позиции с минимальным шагом на протяжении от кончика до вагинальной части аппликатора. Рентгеновское изображение было получено при нахождении источника последовательно в каждой активной позиции аппликатора. При проведении дозиметрического планирования использовались три метода реконструкции аппликатора. В ходе проведения анализа было выявлено, что метод реконструкции аппликатора влияет на величину несоответствия при определении позиции источника в просвете кольца аппликатора. При помощи методов статистического анализа проведено вычисление средних, медианных, максимальных и минимальных значений величин выявленных отклонений. Результаты представлены в виде таблиц и графиков для всех исследуемых позиций остановки ИИИ. На основании результатов исследования сделан вывод о целесообразности проведения процедур контроля качества при вводе аппликаторов в клиническую эксплуатацию. Основываясь на полученных результатах, приемлемым является проведение процедуры контроля качества точности позиционирования ИИИ в аппликаторах не реже одного раза в месяц. Учет полученных результатов исследования при проведении дозиметрического планирования позволит повысить качество проведения сеансов облучения методом брахитерапии, тем самым улучшить качество оказания онкологической помощи населению.

Ключевые слова: брахитерапия, кольцевой аппликатор, контроль качества.

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козловский Д.И., Титович Е.В., Козловская Ю.И. Анализ технико-дозиметрических характеристик аппаратов контактной лучевой терапии. Кольцевой аппликатор. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 13-20.

ANALYSIS OF THE TECHNICAL AND DOSIMETRIC CHARACTERISTICS OF THE BRACHYTHERAPY AFTERLOADERS. RING APPLICATOR

DZIANIS I. KAZLOUSKI¹, YAHOR V. TITOVICH², YULIYA I. KAZLOUSKAYA³

¹*International Sakharov Environmental Institute of Belorussian State University (Minsk, Republic of Belarus)*

²*ADANI (Minsk, Republic of Belarus)*

³*N.N. Alexandrov National Cancer Centre (Minsk, Republic of Belarus)*

Submitted 12 October 2020

© Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics, 2020

Abstract. A study of the technical and dosimetry characteristics of brachytherapy afterloaders and applicators was carried out. Ring applicator has been taken as an example, the correctness of positioning of a radiation source (RS) inside the applicators was tested as part of the commissioning and quality control procedure of the brachytherapy applicators. The magnitudes of inconsistencies in the position of RS were established when planning and implementing treatment plans for radiation therapy. The identification of the values of the discrepancy was carried out using the obtained X-ray images of the applicator at the time of the implementation of the irradiation plans. The treatment plan was a sequential positioning of RS in the body of the applicator in each active position with a minimum step from the tip to the vaginal part of the applicator. The X-ray image was obtained by locating the source sequentially at each active position of the applicator. When carrying out dosimetric planning, 3 methods of applicator reconstruction were used. The analysis revealed that the applicator reconstruction method affects the magnitude of the discrepancy in determining the position of the source in the lumen of the applicator ring. Using the methods of statistical analysis, the mean, median, maximum and minimum values of the detected deviations were calculated. The results are presented in the form of tables and graphs for all investigated stop positions of IRS. Based on the results of the study, we consider it expedient to carry out quality control procedures when putting applicators into clinical operation. Based on the results obtained, we consider it acceptable to conduct a quality control procedure for the positioning accuracy of radiation sources in the applicators at least 1 time per month. Taking into account the results of the study when carrying out dosimetric planning will improve the quality of the irradiation sessions using the brachytherapy method, thereby improving the quality of oncological care for the population.

Keywords: brachytherapy, ring applicator, quality control.

Conflict of interest: the authors declare no conflict of interest.

For citation. Kazlouski D.I., Titovich Y.V., Kazlouskaya Y.I. Analysis of the technical and dosimetric characteristics of the brachytherapy afterloaders. Ring applicator. Doklady BSUIR 2021; 19(5): 13-20.

Введение

Соблюдение программы гарантии качества лучевой терапии является одним из важнейших методов повышения качества лучевого лечения пациентов. Ввод аппликаторов в клиническую эксплуатацию, как часть программы гарантии качества в лучевой терапии, включает в себя проверку дозиметрических и геометрических параметров аппликаторов [1, 2]. Точность позиционирования источника, которая определяется как соответствие между реальным положением источника ионизирующего излучения (ИИИ) и положением, определяемым реконструкцией аппликатора на системе планирования лечения, является основным параметром программы контроля качества. При проведении брахитерапии рака шейки матки одним из наиболее популярных типов аппликаторов, используемых для формирования дозового распределения, является кольцевой аппликатор. Выбор данного аппликатора обуславливается рядом преимуществ: дополнительные возможности для оптимизации дозового распределения; возможность применения результатов дозиметрического планирования для последующих фракций лечения; удобство использования и уменьшение дискомфорта для пациента во время укладок. Для получения возможности перемещения ИИИ

внутри кольцевого аппликатора необходимо, чтобы ширина канала для движения источника была больше диаметра капсулы источника. Однако это приводит к расхождению между запланированным и реальным положением ИИИ. Также геометрические характеристики канала для движения источника и самого аппликатора могут иметь отличия у одного производителя, что вносит дополнительные неопределенности при проведении брахитерапии рака шейки матки [3]. Отмечаются различия в правильности запланированного положения ИИИ в канале аппликатора до 6 мм [4, 5].

Таким образом, ввод в эксплуатацию аппликаторов для брахитерапии – это один из наиболее важных этапов проведения контроля качества, который существенным образом влияет на точность доставки дозы пациенту при проведении брахитерапии. Основными методами проверки точности позиционирования ИИИ являются методы определения положения источника при помощи EPID панелей, рентгеновской пленки, цифровой радиографии [6, 7].

Целью работы является обнаружение несоответствий в технико-дозиметрических характеристиках аппликаторов для проведения контактной лучевой терапии при проведении дозиметрического планирования облучения.

Материалы и методы

Основной характеристикой аппликаторов, которая наиболее существенно влияет на точность доставки дозы пациенту, является соответствие позиции остановки источника в канале аппликатора соответствующей активной позиции, полученной после проведения реконструкции в системе планирования облучения (СПО).

Позиции остановки источника в кольцевых аппликаторах определялись согласно полученным цифровым рентгенограммам ИИИ в канале аппликатора на брахитерапевтическом комплексе в составе: аппарат для проведения лечения microSelectron-HDR и рентгеновская установка «Integrated Brachytherapy Unit» производства Elekta (Швеция). Аппликатор был размещен горизонтально на столе для укладки пациентов и закреплён фиксирующим устройством для предотвращения его смещения в процессе исследования, как показано на рис. 1. Головка аппарата была установлена на уровне аппликатора для обеспечения максимального соответствия эксперимента условиям проведения периодического контроля качества позиционирования источника в аппликаторах.



Рис. 1. Крепление аппликатора и расположение его на столе для укладки пациентов

Fig. 1. Applicator positioning on the patient table

На компьютере управлением лечением был создан тестовый лечебный план для каждой модели аппликатора, который включает в себя последовательное размещение ИИИ в позициях кольца. Параметры плана облучения указаны в табл. 1.

Таблица 1. Параметры лечебных планов для различных аппликаторов
Table 1. Treatment plan options for different applicators

Название плана Plan name	Наименование аппликатора Applicator name	Шаг источника, мм Step size, mm	Номера активных позиций Active dwell positions	Время расположения ИИИ в каждой позиции, с Dwell time for each positions, s	Количество позиций ИИИ Number of source positions
Plan1	CT/MR Ring applicator, Elekta $d = 26$ mm (Ring 26)	2,5	1–30	5	30
Plan2	Interstitial Ring applicator, Elekta $d = 30$ mm (Ring 30)	2,5	1–35	5	35
Plan3	Interstitial Ring applicator, Elekta $d = 34$ mm (Ring 34)	2,5	1–40	5	40

Согласно созданным планам облучения ИИИ был расположен в аппликаторе в каждой позиции на время, в течение которого было получено цифровое рентгеновское изображение аппликатора. Для получения возможности проведения реконструкции аппликатора различными методами рентгенограммы были получены под различными углами штатива аппарата с предварительно помещенным рентгеноконтрастным маркером в аппликатор. Маркер служит для визуализации позиций остановки источников на рентгеновских изображениях и является необходимым условием для проведения реконструкции по точкам описания катетера.

Получение необходимых измерительных данных проводилось с использованием системы планирования облучения (СПО) для брахитерапии. При этом обнаружение запланированного положения источника определялось при помощи трех методов реконструкции (рис. 2): метод точек описания катетера («DP»), метод траектории («Tracking») и использование набора стандартных библиотек аппликаторов от производителя («Library»). Метод «DP» заключается в том, что путь движения источника обозначается через рентгеноконтрастные метки, расположенные на расстоянии 1 см друг относительно друга и указывающие место расположения ИИИ при движении к наиболее удаленной позиции. Метод «Tracking» предполагает обозначение пути движения источника вдоль геометрического центра просвета кольца с отступом 6 мм от конца просвета согласно инструкции пользователя. Также применялся метод использования стандартной библиотеки аппликаторов («Library»), заданный производителем программного обеспечения, при котором расположение активных позиций ИИИ смещено относительно центра аппликатора в сторону реального расположения источника в аппликаторе. Для увеличения точности реконструкции катетеров были использованы рентгеновские изображения, которые получены при установке угла наклона штатива рентгеновского аппарата 0 и 90 град.

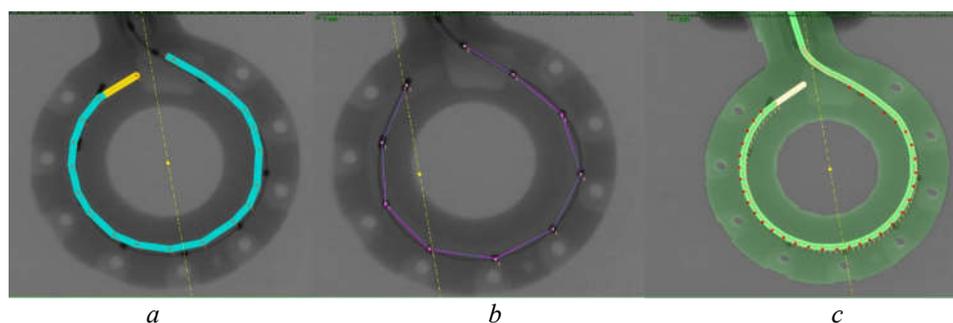


Рис. 2. Сравнение методов реконструкции кольцевого аппликатора: *a* – «Tracking»; *b* – «DP»; *c* – «Library»
Fig. 2. Comparison of ring applicator reconstruction methods: *a* – «Tracking»; *b* – «DP»; *c* – «Library»

Положение ИИИ на рентгеновском изображении определялось по координатам точки, установленной пользователем в центре капсулы источника. Координата позиции ИИИ была определена как среднее значение координат точек источника, полученное после установки их пользователем в режиме планирования брахитерапии на СПО. Запланированное положение ИИИ определялось для каждого метода реконструкции и соответствовало среднему значению координат для каждой позиции остановки ИИИ, полученному при проведении реконструкции аппликатора.

Результаты и обсуждение

Был проведен анализ полученных данных при помощи математического пакета «Statistica v10.0». Для оценки различия между медианами погрешностей реконструкции были использованы непараметрические критерии ($p < 0,05$). Значения неопределенностей при определении всех активных позиций для различных методов реконструкции в кольцевых аппликаторах приведены на рис. 3 и в табл. 2.

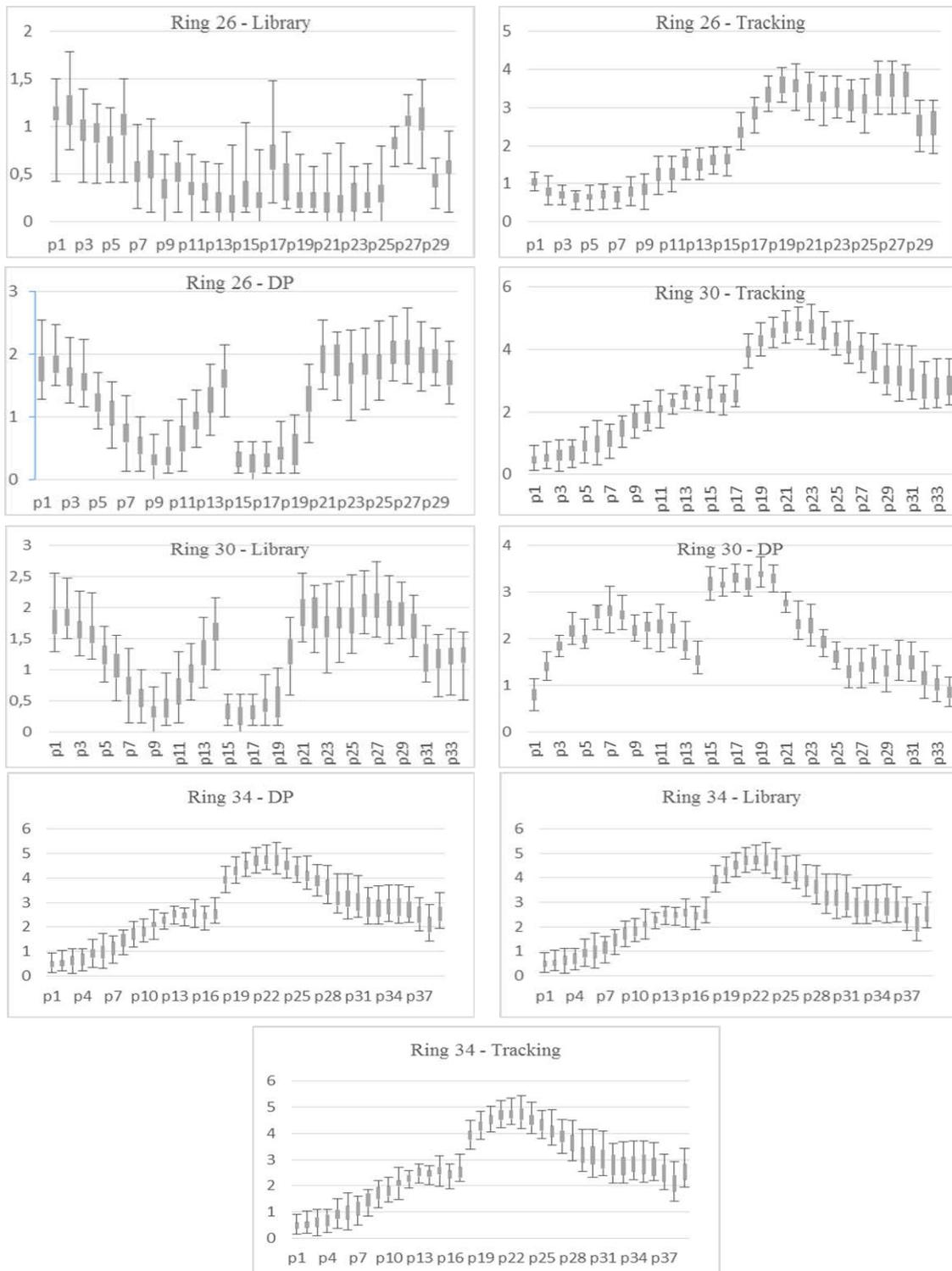


Рис. 3. Погрешности для каждого метода реконструкции во всех исследуемых позициях ИИИ в кольцевых аппликаторах
Fig. 3. Uncertainties for each reconstruction method for all dwell positions in ring applicators

Таблица 2. Значения полученных отклонений для различных типов аппликаторов
Table 2. The deviations obtained for different types of applicators

Тип аппликатора Applicator type	Среднее значение, мм Mean, mm	Медиана, мм Median, mm	Максимальное отклонение, мм Maximum deviation, mm	Минимальное отклонение, мм Minimum deviation, mm	Интраквартильный размах, мм Intraquartile range, mm
Метод реконструкции «DP»					
Ring 26	1,64	1,63	2,92	0,6	1,81
Ring 30	2,06	2,02	3,39	0,78	0,23
Ring 34	2,36	2,43	4,21	0,36	0,17
Метод реконструкции «Tracking»					
Ring 26	3,61	2,13	3,7	0,6	1,37
Ring 30	2,84	2,83	4,25	1,34	0,28
Ring 34	2,7	2,58	4,77	0,42	0,46
Метод реконструкции «Library»					
Ring 26	0,55	0,54	1,21	0,14	0,25
Ring 30	1,24	1,33	2,09	0,29	0,34
Ring 34	0,87	0,86	1,65	0,25	0,28

При использовании метода реконструкции «DP» наибольшая величина отклонения от реальной позиции ИИИ составляет 4,21 мм и располагается в средней части аппликатора. В связи с тем, что расположение рентгеноконтрастных меток практически полностью совпадает с расположением тросика ИИИ при установке в наиболее удаленную позицию, погрешность проведения данного метода реконструкции в первой четверти кольцевой части аппликатора является минимальной. Близкое расположение маркерных точек к стенке канала в сравнении с центром капсулы ИИИ приводит к появлению погрешностей при проведении реконструкции данным методом и, как следствие, неточности в определениях позиций остановки источника.

Для метода реконструкции «Tracking» погрешность составляет 4,77 мм. Разброс у данного метода выше по сравнению с «DP» по причине отсутствия методов рентгеновской визуализации центра просвета кольца и, как следствие, неточности в определении наиболее удаленной позиции остановки ИИИ. Расположение капсулы источника ближе к стенке канала обуславливает несоответствия в определении позиций остановки ИИИ.

При реконструкции аппликатора при помощи набора стандартных библиотек наибольшее отклонение составляет 2,09 мм, что существенно ниже, чем при других методах реконструкции. Модель аппликатора от производителя наиболее точно повторяет путь движения источника по каналу, а смещение активных позиций относительно центральной линии канала приводит к увеличению точности определения положений остановки ИИИ. Расположение модели аппликатора осуществляется по точкам привязки, которые не определяются на рентгеновских изображениях стандартными методами. Это приводит к уменьшению точности реконструкции данным методом и, как следствие, большему разбросу значений.

Выводы

Проведено исследование геометрического расположения и длины канала для движения источника внутри аппликаторов для проведения брахитерапии гинекологических локализаций, а также проверка качества расположения источника в аппликаторе как части процедуры ввода в эксплуатацию аппликаторов для брахитерапии. Для этого были выявлены отклонения в позиционировании источника в кольцевой части аппликаторов в каждой возможной лечебной позиции для аппарата microSelectron HDR при проведении реконструкции по рентгеновским изображениям различными методами. Максимальное значение отклонения при использовании метода реконструкции «Tracking» для кольцевого аппликатора Ring 26 составило 3,7 мм, для Ring 30 – 4,25 мм, для Ring 34 – 4,77 мм. Для всех исследуемых типов аппликаторов метод реконструкции «Library» показал наименьшую погрешность. Наибольшая средняя величина несоответствий была обнаружена при проведении реконструкции аппликатора Ring 30 методом

«Tracking», при этом средняя величина обнаруженных несоответствий не зависела от диаметра аппликатора. Основные величины обнаруженных несоответствий с учетом типа аппликаторов и метода реконструкции приведены в табл. 2. Учитывая высокий градиент дозы от источников излучения в контактной лучевой терапии (до 12 %/мм), обнаруженные величины несоответствий могут оказывать существенное влияние на точность доставки дозы на мишень.

Полученные результаты могут быть использованы при необходимости выбора методики проведения реконструкции аппликатора в соответствии с имеющимися возможностями и методами визуализации, что, в свою очередь, увеличит точность дозиметрического планирования и доставки дозы и, как следствие, повысит качество лучевого лечения пациентов на аппаратах брахитерапии.

Результаты, полученные в результате проведенного исследования, показывают важность проведения процедур контроля качества при вводе аппликаторов в клиническую эксплуатацию и будут полезны медицинским физикам в брахитерапии при создании дозиметрических планов облучения гинекологических локализаций.

Список литературы / References

1. Fonseca G., R van den Bosch M., Voncken R., Podesta M. A novel system for commissioning brachytherapy applicators: Example of a ring applicator. *Physics in Medicine and Biology*; 2017.
2. McMahon R., Zhuang T., Beverly A Steffey, Song H. Commissioning of Varian ring & tandem HDR applicators: reproducibility and interobserver variability of dwell position offsets. *Journal of applied clinical medical physics*. 2011;12(4).
3. Hoshyar N., Cohen G., Voros L., Zaider M. Commissioning of Tandem and Split Ring Applicator. *Brachytherapy*. 2019; May 01;15(1):S153.
4. Tanderup K., Hellebustb T.P., Lange S., Granfeldt J., Pötter R., Lindegaard J.C., Kirisits C. Consequences of Random and Systematic Reconstruction Uncertainties in 3D Image Based Brachytherapy in Cervical Cancer. *Radiotherapy and oncology: journal of the ESTRO*. 2008;Nov.:56-63.
5. Awunor O., Dixon B., Walker C. Direct reconstruction and associated uncertainties of (192)Ir source dwell positions in ring applicators using gafchromic film in the treatment planning of HDR brachytherapy cervix patients. *Phys. Med. Biol.* 2013;58:3207-3225.
6. Tam C., Wronski M., Au P., Ravi Ananth A. Medical Physics, Sunnybrook Odette. EPID-based quality assurance technique for HDR ring and tandem source dwell positions with the Nucletron flexitron afterloader. *Brachytherapy*. 2014;13:S15eS126.
7. Stern R., Liu T. Dwell position inaccuracy in the Varian GammaMed HDR ring applicator. *Journal of Applied Clinical Medical Physics*. 2010;11(4):3158.
8. Gerald J. Kutcher, TG Chair, Lawrence Coia, Michael Gillin, William F. Hanson, Steven Leibel, Robert J. Morton, Jatinder R. Palta, James A. Purdy, Lawrence E. Reinstein, Goran K. Svensson, Mona Weller, Linda Wingfield. Comprehensive QA for radiation oncology: Report of AAPM radiation therapy committee task group 40. *Med Phys*. 1994;21:581-618.
9. Awunor O., Berger D., Kirisits C. A multicenter study to quantify systematic variations and associated uncertainties in source positioning with commonly used HDR afterloaders and ring applicators for the treatment of cervical carcinomas. *Medical physics* 2015;42(8):4472-4483.

Вклад авторов

Козловский Д.И. внес существенный вклад в замысел и дизайн исследования, провел анализ и интерпретацию данных, подготовил содержание статьи.

Титович Е.В. осуществил критический пересмотр статьи в части значимого интеллектуального содержания, провел окончательное одобрение варианта статьи для опубликования.

Козловская Ю.И. провела сбор и интерпретацию данных исследования, внесла вклад в замысел и направление исследования.

Authors' contribution

Kazlouski D.I. made a significant contribution to the concept and design of the study, analyzed and interpreted the data, prepared the content of the article.

Titovich Y.V. carried out a critical revision of the article in terms of significant intellectual content, carried out the final approval of the article for publication.

Kazlouskaya Yu.I. collected and interpreted research data, contributed to the design and direction of the research.

Сведения об авторах

Козловский Д.И., аспирант Международного государственного экологического института им. А.Д. Сахарова Белорусского государственного университета.

Титович Е.В., к.т.н., медицинский физик УП «АДАНИ».

Козловская Ю.И., медицинский физик Республиканского научно-практического центра онкологии и медицинской радиологии им. Н.Н. Александрова.

Адрес для корреспонденции

220070, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Долгобродская, 23/1,
Международный государственный
экологический институт им. А.Д. Сахарова
Белорусского государственного университета;
тел. +375-29-101-89-34;
Козловский Денис Иванович

Information about the authors

Kazlouski D.I., Postgraduate student of International Sakharov Environmental Institute of Belarusian State University.

Titovich Y.V., PhD, Medical Physicist of ADANI.

Kazlouskaya Yu.I., Medical Physicist of N.N. Alexandrov National Cancer Centre of Belarus.

Address for correspondence

220070, Republic of Belarus,
Minsk, Dolgobrodskaya str., 23/1,
International Sakharov
Environmental Institute
of Belarusian State University;
tel. +375-29-101-89-34;
Kazlouski Dzianis Ivanovich



Оригинальная статья
Original paper

<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-21-28>

УДК 539.3

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ УЧАСТКА ЗУБОЧЕЛЮСТНОГО АППАРАТА ЧЕЛОВЕКА С УЧЕТОМ КОНТАКТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МЕЖДУ ЗУБАМИ И ИХ ЧАСТИЧНОГО ОТСУТСТВИЯ

С.С. ЩЕРБАКОВ^{1,2}, И.В. КОВАЛЬ², Г.В. ГРИБОВСКИЙ²,
М.М. ПОЛЕЩУК², Д.А. ПОДГАЙСКАЯ²

¹Государственный комитет по науке и технологиям (г. Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 7 ноября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В представленной работе рассмотрено комплексное взаимодействие резцов многоэлементной системы «челюсть – зуб – периодонт – эмаль – дентин». Модель создана на основе томографических снимков с учетом предыдущих исследований зубочелюстного аппарата человека на упрощенной модели для трех моляров. Целью работы является определение с помощью трехмерного компьютерного конечно-элементного моделирования напряженно-деформированных состояний системы «челюсть – периодонт – зуб – дентин» для различного количества резцов и их расположения. Результаты исследования позволяют получить более полную и точную оценку состояния зубочелюстного аппарата человека в целом и каждого его элемента в отдельности с целью совершенствования технологий и методов протезирования.

Ключевые слова: трехмерное моделирование, биомеханика, биоинформатика, напряженно-деформированное состояние, зубочелюстной аппарат человека, челюсть, зубы.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Щербаков С.С., Коваль И.В., Грибовский Г.В., Полещук М.М., Подгайская Д.А. Моделирование напряженно-деформированного состояния участка зубочелюстного аппарата человека с учетом контактного взаимодействия между зубами и их частичного отсутствия. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 21-28.

MODELING STRESS-STRAIN STATE OF THE SECTION OF HUMAN DENTAL APPARATUS WITH THE ACCOUNT OF CONTACT INTERACTION BETWEEN THE TEETH AND THEIR PARTIAL ABSENCE

SERGEI. S. SHERBAKOV^{1,2}, IGOR V. KOVAL², GLEB. V. GRIBOVSKII²,
MIHAIL M. POLESTCHUK², DARIA A. PADHAISKAYA²

¹State Committee on Science and Technology (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 7 November 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. Complex interaction of incisors of the multi-element system “jaw – tooth – periodontium – enamel – dentin” is considered in the present work. The model was created on the basis of tomographic images taking into account previous studies of the human dental apparatus for a simplified model of three molars. The aim of the work is to determine the stress-strain states of the “jaw – periodontium – tooth – dentin” system for a different number of incisors and their location using three-dimensional computer finite-element modeling. The results of the study allow obtaining a more complete and accurate assessment of the state of the human dentofacial apparatus as a whole and each of its elements separately in order to improve the technologies and methods of prosthetics.

Keywords: three-dimensional modeling, biomechanics, bioinformatics, stress-strain state, human dental apparatus, jaws, teeth.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Sherbakov S.S., Koval I.V., Gribovskii G.V., Polestchuk M.M., Padhaiskaya D.A. Modeling stress-strain state of the section of human dental apparatus with the account of contact interaction between the teeth and their partial absence. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 21-28.

Введение

В работе рассмотрено взаимодействие резцов многоэлементной системы «челюсти – периодонт – зубы – эмаль – дентин» путем ее моделирования в программной среде Ansys. Ранее были проведены исследования для моляров данной системы [1], а также для моляров упрощенной модели системы «челюсть – зуб – периодонт – эмаль – дентин» [2]. Хотя в ряде работ проведено аналитическое и компьютерное моделирование напряженно-деформированного состояния отдельных элементов [3] системы, задача оценки их одновременных контактных взаимодействий и соответствующего напряженно-деформированного состояния остается не до конца решенной. Целью работы является определение с помощью трехмерного компьютерного конечно-элементного моделирования указанных состояний системы «челюсть – периодонт – зуб – дентин» для различного количества зубов и их расположения.

Построение конечно-элементной модели

Для расчетов была использована модель, полученная на основе томографических снимков черепа человека. Данная модель включает в себя элементы, не участвовавшие ранее в исследовании, а именно периодонт и дентин. Это существенно приближает компьютерную модель к реальности, одновременно значительно усложняя процесс формирования модели и расчета. Отдельно следует отметить сложность построения геометрической модели для расчета, обусловленную, помимо погрешности томографа, наличием большого числа геометрических артефактов, а также особенностями формата исходных данных. Напряженно-

деформированное состояние моделей определялось для трех различных наборов зубов, для каждого из которых рассматривались три уровня нагрузки. В предыдущем исследовании рассматривалась только одна модель с тремя уровнями нагрузки [1, 2]. Значения выбранных величин нагрузки соответствуют реальным значениям, возникающим в зубочелюстном аппарате. Таким образом, в соответствии с данными из работ [1–6] рассматривались три случая нагружения, характерных для основных режимов жевания: незначительная нагрузка, эквивалентная 150 Н/зуб, усредненное значение в 300 Н/зуб, возникающее у человека в процессе приема пищи, и нагрузка, близкая к критической, эквивалентная 450 Н/зуб. Результаты моделирования представлены на рис. 2–5.

Первой из указанных выше случаев решалась задача для модели «челюсти – периодонт – шесть зубов – дентин», в которой было по три зуба в каждой челюсти (см. рис. 1). Данная модель стала базой для дальнейшего сравнительного анализа. Два других случая отличались от исходного количеством зубов, находящихся в контакте. Во втором случае из модели был удален средний из трех зубов нижней челюсти для оценки состояния после соответствующей операции. В третьем случае из модели был удален один из крайних зубов, на который оказывалось наибольшее давление. Во всех указанных случаях учитывалось трение между зубами двух челюстей. Кроме того, был произведен отдельный расчет для оценки вклада сил трения между зубами, так как учет данных сил существенно увеличивает время расчета.

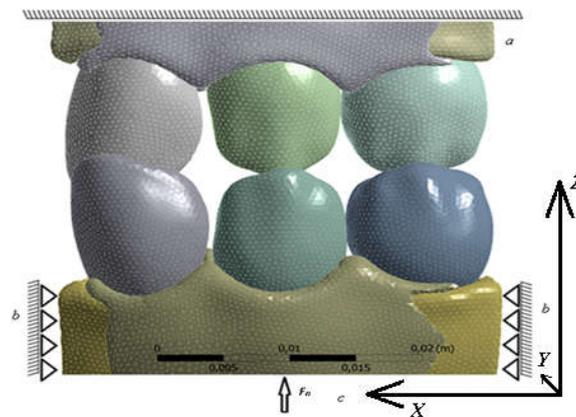


Рис. 1. Схема расчета и граничные условия: *a* – ограничение перемещения верхней челюсти по всем направлениям; *b* – ограничение перемещения нижней челюсти по осям *x* и *y*; *c* – сила F_n , приложенная к нижней челюсти и сонаправленная с осью *z*

Fig. 1. Calculation scheme and boundary conditions of the model: *a* is the restriction of movement of the upper jaw in all directions, *b* is the restriction of movement of the lower jaw along *x* and *y* axes; *c* is force F_n applied to the lower jaw and directed along *z* axis

В зонах контакта жевательных поверхностей зубов ожидалось появление наибольших значений напряжений и их резкое изменение (затухание) при удалении от точек первоначального контакта. Поэтому при построении моделей в данных областях было задано более плотное конечно-элементное разбиение для более точного расчета напряженно-деформированное состояния. Элементы системы (зубы, челюсти) сами по себе являются многокомпонентными (челюсть – периодонт, зуб – эмаль – дентин). Для каждой из компонент рассматривались соответствующие усредненные упругие характеристики (см. табл. 1) [7, 8].

Таблица 1. Механические характеристики элементов модели
Table 1. Mechanical property of model elements

Материал / Свойство Material / Property	Модуль упругости E , Па Modulus of elasticity	Коэффициент Пуассона ν Poisson's ratio	Плотность ρ , кг/м ³ Density
Эмаль (Enamel)	$8,41 \cdot 10^{10}$	0,3	3000
Дентин (Dentin)	$1,86 \cdot 10^{10}$	0,31	2200
Кости челюсти (Jaw Bone)	$1,2 \cdot 10^{10}$	0,25	2060
Ткани периодонта (Periodontal tissue)	$1,4 \cdot 10^9$	0,15	1360

Для системы «челюсть – периодонт – зуб – эмаль – дентин» рассматривались следующие граничные условия (рис. 1):

- 1) равномерно распределенная нагрузка, статически эквивалентная силе $F_n = 150, 300, 450$ Н и приложенная к нижней челюсти по направлению оси z ;
 - 2) ограничение перемещений кости нижней челюсти по осям x и y ;
 - 3) ограничение перемещений кости верхней челюсти во всех направлениях.
- Нагрузки для рассматриваемой модели были взяты из ранее опубликованных научных работ [6–9]. Коэффициент трения жевательных поверхностей зубов был взят из [7, 8] и в данной модели равен 0,2.

Контактное взаимодействие и напряженно-деформированное состояние

Как видно из рис. 2–4, максимальные значения контактного давления и интенсивности напряжения возникают в местах контактов жевательных поверхностей зубов, а также в их корнях. Схожий характер имеют и распределения первых главных напряжений.

Следует отметить, что как до, так и после нагружения стоящие по соседству резцы не контактировали друг с другом (в отличие от моляров [1, 2]). Взаимодействие зубов челюстей происходит по 4 (для шести зубов) – 2 (для пяти зубов) поверхностям контакта (см. рис. 3).

Для максимальной нагрузки в 450 Н контактное давление при удалении среднего (крайнего) зуба вследствие перераспределения нагрузки на оставшиеся зубы увеличилось с 2,57 до 3,73 (4,65) ГПа. При учете трения между зубами контактное давление оказалось значительно большим (2,57 ГПа), чем при гладком контакте (1,8 ГПа).

При удалении среднего из трех зубов нижней челюсти интенсивность напряжений увеличилась с 0,7 ГПа до 1,25 ГПа, а при удалении крайнего зуба нижней челюсти – до 1,31 ГПа, т. е. почти в два раза (см. рис. 4).

Сравнение рис. 4 *a, e* и 4 *d, h* показывает значительное влияние силы трения между зубами на напряженно-деформированное состояние системы. Пренебрежение данным эффектом привело к значительной недооценке максимальной интенсивности напряжений, составившей 0,17 ГПа против 0,7 ГПа с учетом трения (см. рис. 5).

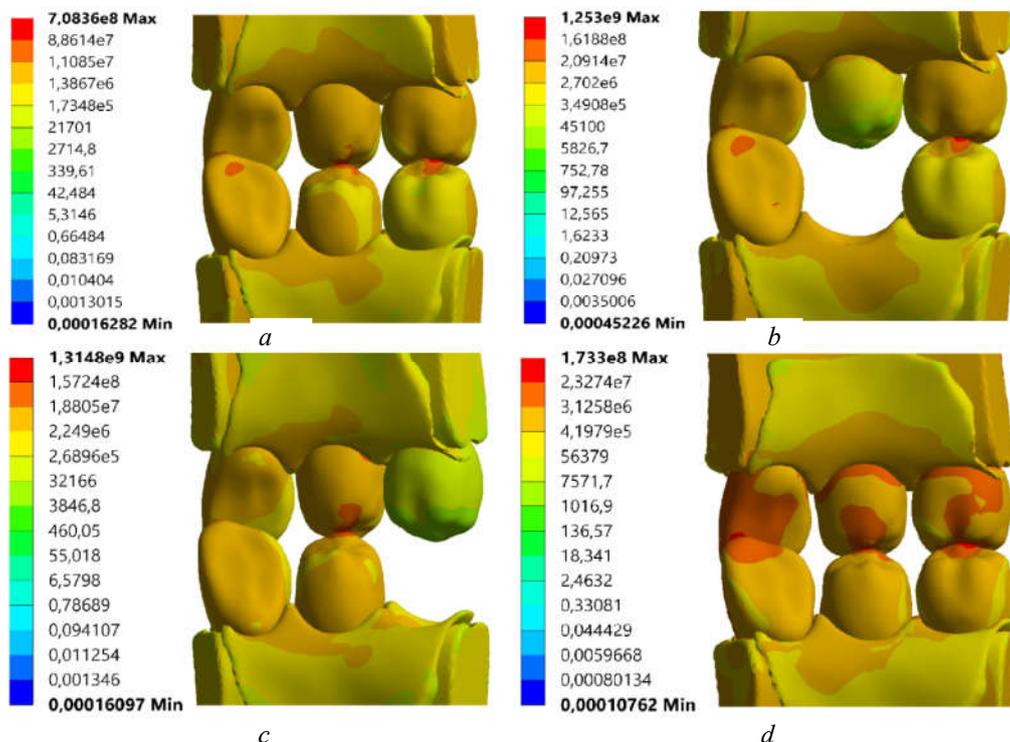


Рис. 2. Интенсивность напряжений (Па) при нагрузке 450 Н: *a* – исходная модель; *b* – модель без среднего зуба нижней челюсти; *c* – модель без крайнего зуба с наибольшим давлением; *d* – модель без учета сил трения

Fig. 2. Von Mises stress (Pa) at the load of 450 N: *a* – initial model; *b* – model without the middle tooth of the lower jaw; *c* – model without the extreme tooth with the highest pressure; *d* – model without friction forces

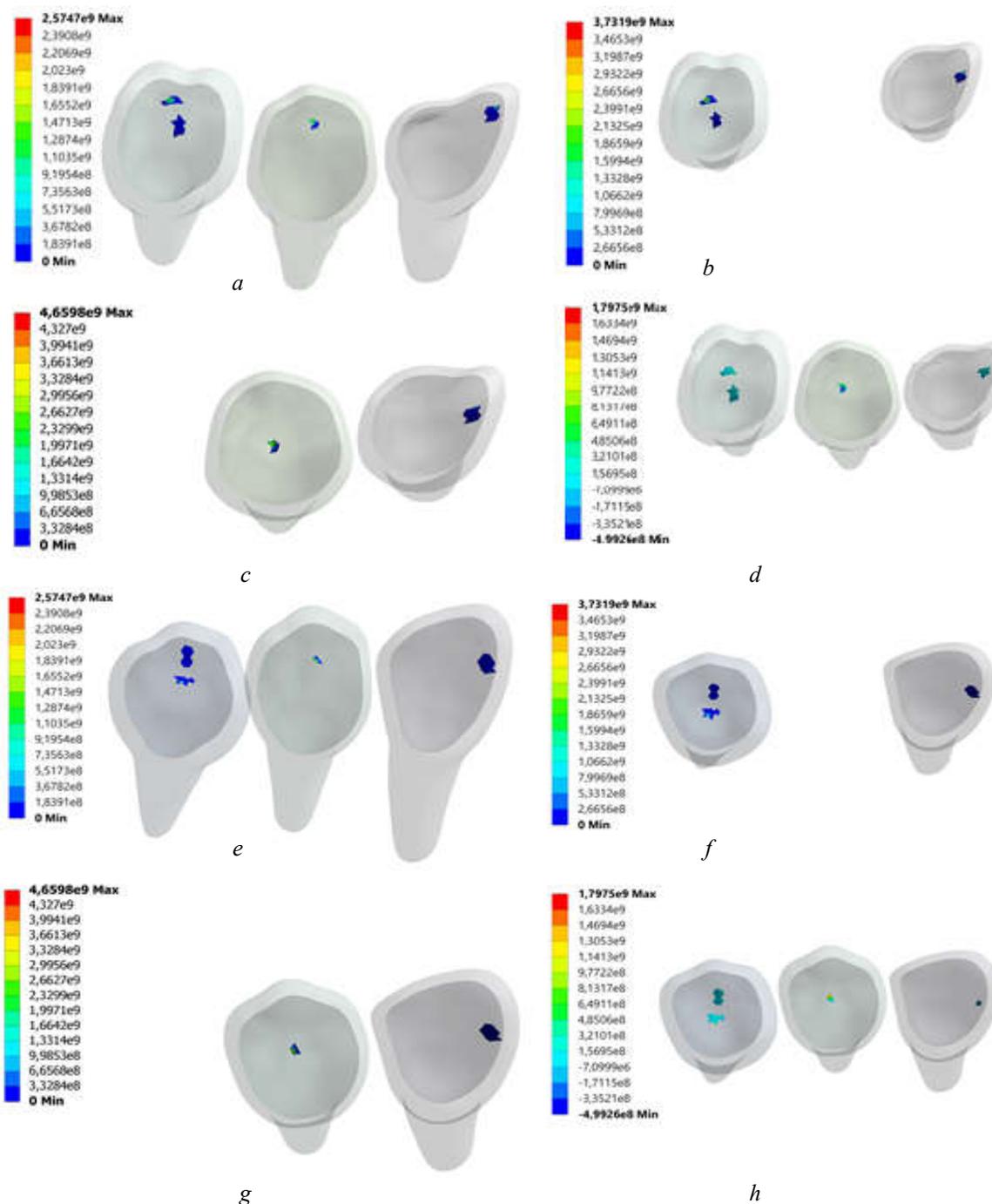


Рис. 3. Контактное давление (Па) на жевательных поверхностях зубов при нагрузке 450 Н: *a* – нижняя челюсть с учетом сил трения; *b* – нижняя челюсть с удаленным средним зубом; *c* – нижняя челюсть с удаленным крайним зубом; *d* – нижняя челюсть без учета сил трения; *e* – верхняя челюсть с учетом сил трения; *f* – верхняя челюсть с удаленным средним зубом; *g* – верхняя челюсть с удаленным крайним зубом; *h* – верхняя челюсть без учета сил трения

Fig. 3. Contact pressure (Pa) on the chewing surfaces of teeth at a load of 450 N: *a* – lower jaw with friction forces; *b* – lower jaw with the middle tooth removed; *c* – lower jaw with the extreme tooth removed; *d* – lower jaw without friction forces; *e* – upper jaw with friction forces; *f* – upper jaw with the middle tooth removed; *g* – upper jaw with the extreme tooth removed; *h* – upper jaw without friction forces

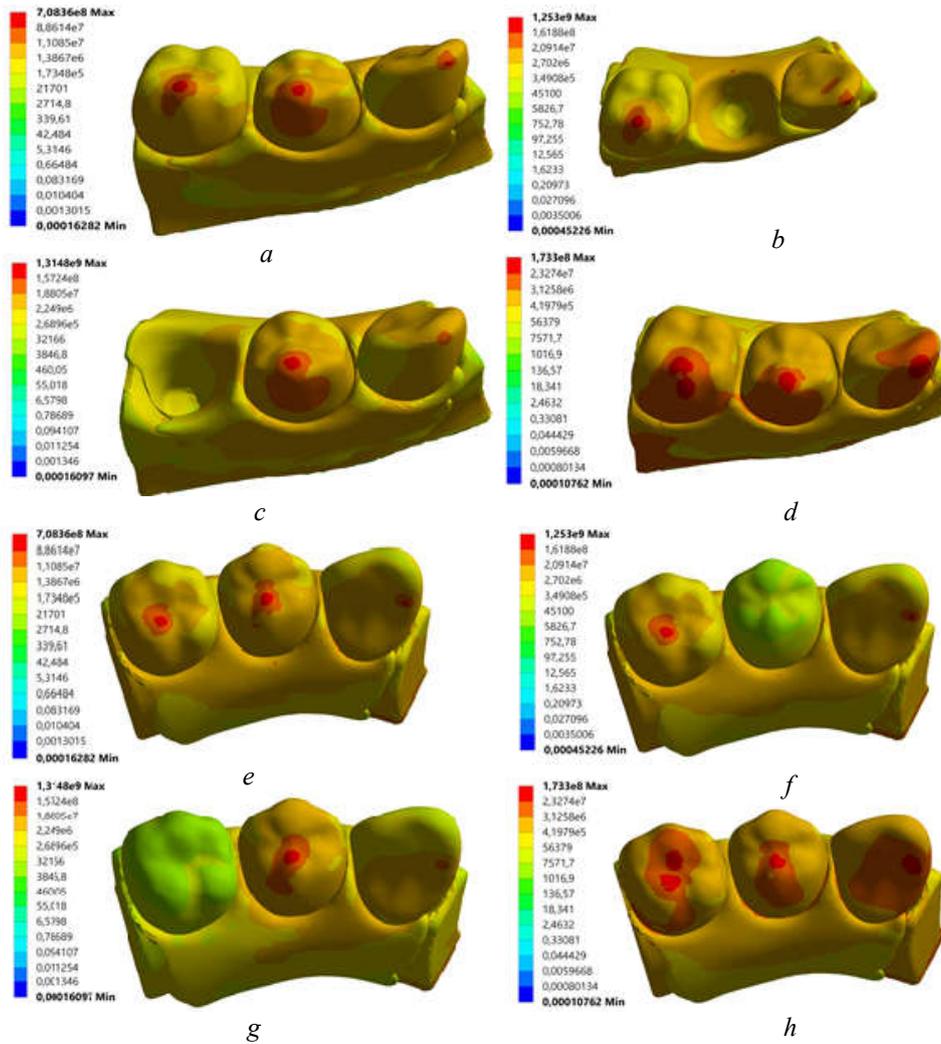


Рис. 4. Интенсивность напряжений (Па) при нагрузке 450 Н: *a* – нижняя челюсть с учетом сил трения; *b* – нижняя челюсть с удаленным средним зубом; *c* – нижняя челюсть с удаленным крайним зубом; *d* – нижняя челюсть без учета сил трения; *e* – верхняя челюсть с учетом сил трения; *f* – верхняя челюсть с удаленным средним зубом; *g* – верхняя челюсть с удаленным крайним зубом; *h* – верхняя челюсть без учета сил трения

Fig. 4. Von Mises stress (Pa) at a load of 450 N: *a* – lower jaw with friction forces; *b* – lower jaw with the middle tooth removed; *c* – lower jaw with removed extreme tooth; *d* – lower jaw without friction forces; *e* – upper jaw with friction forces; *f* – upper jaw with the middle tooth removed; *g* – upper jaw with with the middle tooth removed; *h* – upper jaw without friction forces

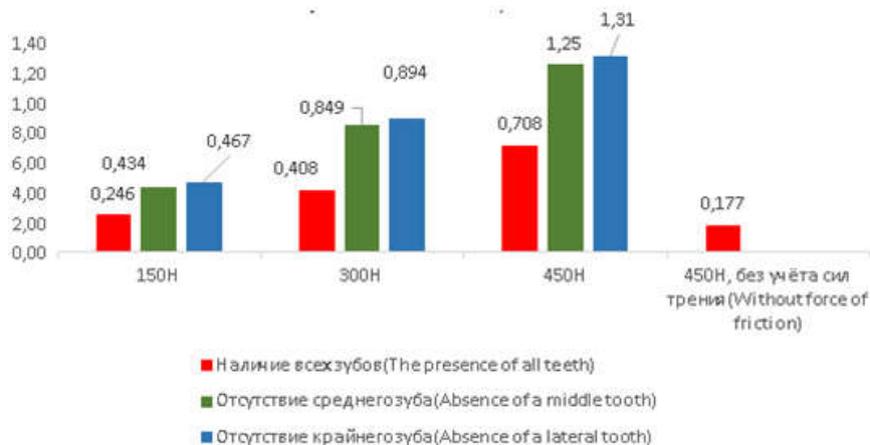


Рис. 5. Интенсивность напряжений, ГПа
Fig. 5. The intensity of the stress, GPa

Заключение

В ходе выполнения работы была построена механико-математическая модель участка зубочелюстного аппарата человека «челюсти – периодонт – зубы – эмаль – дентин», на примере которой был рассмотрен случай контактного взаимодействия всех ее элементов в условиях различных нагрузок. Расчеты проводились для конечно-элементной модели зубочелюстного аппарата, построенной на основе томографических снимков в программной среде Ansys. Следует отметить, что задача определения напряженно-деформированного состояния для контактного взаимодействия резцов-антагонистов ранее не решалась.

Выполнен сравнительный анализ контактного давления и интенсивности напряжений в зубочелюстном аппарате в случае удаления отдельных зубов (среднего и крайнего в нижней челюсти) при сжатии челюстей. Показано, что, например, для максимальной нагрузки 450 Н контактное давление при удалении среднего (крайнего) зуба вследствие перераспределения нагрузки на оставшиеся зубы увеличилось с 2,57 до 3,73 (4,65) ГПа. При учете трения между зубами контактное давление оказалось значительно большим (2,57 ГПа), чем при гладком контакте (1,8 ГПа). При удалении среднего из трех зубов нижней челюсти интенсивность напряжений увеличилась с 0,7 до 1,25 ГПа, а при удалении крайнего зуба нижней челюсти – до 1,31 ГПа, т. е. почти в два раза. Полученные результаты сопоставимы с полученными ранее для упрощенных моделей [2–6]. Кроме того, обнаружено, что напряжения, вызванные критической величиной нагрузки (450 Н), максимально приближены к предельным значениям соответствующих материалов, в особенности после удаления одного элемента. Так, в модели с удаленным средним зубом максимальные напряжения в эмали составили 3,78 ГПа при пределе прочности, равном 3,85 ГПа [10], что свидетельствует о высокой зависимости максимальных напряжений от целостности зубочелюстного аппарата.

В дальнейшем будут проведены более детальный анализ напряженно-деформированного состояния системы и оценка состояния объемной повреждаемости, на основе которых могут быть сформулированы соответствующие рекомендации для оперативного вмешательства, включая протезирование.

Список литературы

1. Щербаков С.С., Коваль И.В. Компьютерное моделирование напряженно-деформированного состояния и объемной повреждаемости человеческой челюсти. *Теоретическая и прикладная механика*. 2018;33:187-189.
2. Щербаков С.С., Коваль И.В. Компьютерное моделирование трехмерного напряженно-деформированного состояния и объемной повреждаемости зубочелюстного аппарата человека. *Теоретическая и прикладная механика*. 2017;32:185-190.
3. Benazzi S., Kullmer O., Ian R. Grosse and Gerhard W. Weber. Using occlusal wear information and finite element analysis to investigate stress distributions in human molars. *Journal of Anatomy*. 2012;123:657-65.
4. Benazzi S., Kullmer O., Ian R. Grosse and Gerhard W. Weber. Brief Communication: Comparing Loading Scenarios in Lower First Molar Supporting Bone Structure Using 3D Finite Element Analysis. *American Journal of Physical Anthropology*. 2012;147:128-134.
5. Kullmer O., Ian R. Grosse. Wear and Abrasion Resistance Selection Maps of Biological Materials. *Journal of Anatomy*. DOI 2009/21607 151:98–106(2009).
6. Dudar O.I., Melconyan E.A., Markov B.P., Svirin B.V., Shabrykina N.S. Stresses in a Tooth Restored by a Veneer. *Russian Journal of Biomechanics*. 2000;4(1).
7. Иваницкий М.Ф. *Анатомия человека*. Москва; 1966.
8. Березовский В.А., Колотилов Н.Н. *Биофизические характеристики тканей человека*. Киев; 1990:154-157.
9. Щербаков С.С., Сосновский Л.А. *Механика трибофатических систем*. Минск: БГУ; 2011:54-61.
10. Новак Н.В., Байтус Н.А. Анализ физико-механических характеристик твердых тканей зуба и пломбирочных материалов. *Вестник ВГМУ*. 2016;15(1):19-26.

References

1. Sherbakov S.S., Koval I.V. [Computer modeling of the stress-strain state and volume damage of the human jaw]. *Theoretical and applied mechanics*. 2018;33:187-189. (in Russ.)
2. Sherbakov S.S., Koval I.V. [Computer modeling of three-dimensional stress-strain state and volume damage of the human dental apparatus]. *Theoretical and applied mechanics*. 2017;32:185-190. (in Russ.)
3. Benazzi S., Kullmer O., Ian R. Grosse and Gerhard W. Weber. Using occlusal wear information and finite element analysis to investigate stress distributions in human molars. *Journal of Anatomy*. 2012;123:657-65.

4. Benazzi S., Kullmer O., Ian R. Grosse and Gerhard W. Weber. Brief Communication: Comparing Loading Scenarios in Lower First Molar Supporting Bone Structure Using 3D Finite Element Analysis. *American Journal of Physical Anthropology*. 2012;147:128-134.
5. Kullmer O., Ian R. Grosse. Wear and Abrasion Resistance Selection Maps of Biological Materials. *Journal of Anatomy*. DOI 2009/21607 151:98–106(2009).
6. Dudar O.I., Melconyan E.A., Markov B.P., Svirin B.V., Shabrykina N.S. Stresses in a Tooth Restored by a Veneer. *Russian Journal of Biomechanics*. 2000;4(1).
7. Ivanitsky M. F. [*Human Anatomy*]. Moscow; 1966. (in Russ.)
8. Berezovsky V.A., Kolotilov N.N. [*Biophysical characteristics of human tissues.*]. Kiev; 1990:154-157. (in Russ.)
9. Sherbakov S.S., Sosnovsky L.A. [*Mechanics of tribo-fatigue systems*]. Minsk: BSU; 2011:54-61. (in Russ.)
10. Novak N.V., Baytus N.A. [The analysis of physical-mechanical characteristics of hard dental tissues and filling materials]. *Vestnik VGMU*. 2016;15(1):19-26. (in Russ.)

Вклад авторов

Щербаков С.С. осуществил постановку задачи, контроль выполнения расчетов и анализ полученных результатов.

Коваль И.В. подготовил и отладил компьютерную модель, провел серию расчетов.

Грибовский Г.В., Полещук М.М., Подгайская Д.А. провели расчеты моделей для различных нагрузок.

Authors' contribution

Sherbakov S.S. carried out the formulation of the problem, control of the calculations and analysis of the results obtained.

Koval I.V. prepared and debugged a computer model, carried out a series of calculations.

Gribovskii G.V., Polestchuk M.M., Padhaiskaya D.A. performed calculations of models for various loads.

Сведения об авторах

Щербаков С.С., д.ф.-м.н., профессор, заместитель Председателя Государственного комитета по науке и технологиям Республики Беларусь, профессор кафедры теоретической и прикладной механики Белорусского государственного университета.

Коваль И.В., аспирант кафедры теоретической и прикладной механики Белорусского государственного университета.

Грибовский Г.В., аспирант кафедры теоретической и прикладной механики Белорусского государственного университета.

Полещук М.М., аспирант кафедры теоретической и прикладной механики Белорусского государственного университета.

Подгайская Д.А., аспирант кафедры теоретической и прикладной механики Белорусского государственного университета.

Information about the authors

Sherbakov S.S., D.Sc., Professor, Vice Chairman of the State Committee on Science and Technology of the Republic of Belarus, Professor at the Department of Theoretical and Applied Mechanics of Belarusian State University.

Koval I.V., Postgraduate student at the Department of Theoretical and Applied Mechanics of Belarusian State University.

Gribovskii G.V., Postgraduate student at the Department of Theoretical and Applied Mechanics of Belarusian State University.

Polestchuk M.M., Postgraduate student at the Department of Theoretical and Applied Mechanics of Belarusian State University.

Padhaiskaya D.A., Postgraduate student at the Department of Theoretical and Applied Mechanics of Belarusian State University.

Адрес для корреспонденции

220003, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 4,
Белорусский государственный университет;
тел. +375-17-209-59-46;
e-mail: sherbakovss@mail.ru
Щербаков Сергей Сергеевич

Address for correspondence

220030, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 4,
Belarusian State University;
tel. +375-17-209-59-46;
e-mail: sherbakovss@mail.ru
Sherbakov Sergei Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-29-34>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.385.6

ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА ПЕТЛЯЮЩИХ ВОЛНОВОДАХ СО СКАЧКОМ ПОТЕНЦИАЛА

А.В. АКСЕНЧИК, И.Ф. КИРИНОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 10 ноября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. С использованием компьютерного моделирования проведено исследование влияния скачка потенциала на процессы взаимодействия в лампах бегущей волны (ЛБВ) О-типа. В этих приборах осуществляется взаимодействие электронного потока с замедленной электромагнитной волной. Для замедления электромагнитной волны используются различные электродинамические системы: спиральные, на цепочках связанных резонаторов и др. В данной работе выбрана замедляющая система в виде цепочки петляющих прямоугольных волноводов. Достоинство системы в том, что она обладает широкой полосой пропускания и каждое звено такой цепочки является согласованным с рядом стоящими. Для оценки влияния скачка потенциала на процессы взаимодействия в ЛБВ О-типа разработана математическая модель, в которой учтены наиболее полно все факторы, влияющие на процессы взаимодействия. К ним относятся: релятивистские эффекты при движении и взаимодействии электронов; провисания полей в зазорах волновода; потери в стенках волновода; учет полей пространственного заряда. По данной модели составлена программа, с помощью которой проведены расчеты различных вариантов ЛБВ для ускоряющих напряжений 20–500 кВ, токов электронного луча 0,3...160 А. При проведении расчетов зазор со скачком потенциала располагался в разных местах замедляющей системы ЛБВ, причем выбиралось такое его расположение, где проявляется максимальное влияние на процессы группирования электронов. Как показали расчеты, скачок потенциала позволяет увеличить выходную мощность ЛБВ на 15–20 %. Можно отметить для сравнения, что применение скачка потенциала в многорезонаторных клистродах [1] также приводит к увеличению выходной мощности на 15–25 %. Это подтверждает достоверность математических моделей, применяемых в ЛБВ и клистродах.

Ключевые слова: усилитель О-типа, прямоугольный волновод, оптимизация, ЛБВ, скачок потенциала.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. Лампы бегущей волны на петляющих волноводах со скачком потенциала. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 29-34.

TRAVELING-WAVE TUBES ON LOOPING WAVEGUIDES WITH A POTENTIAL JUMP

ANATOLIY V. AKSENCHYK, IRYNA F. KIRYNOVICH

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 10 November 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. Using computer simulation, a study of the effect of a potential jump on the interaction processes in O-type traveling-wave tubes has been carried out. In these devices, the interaction of the electron beam with a slowed down electromagnetic wave is carried out. To slow down the electromagnetic wave, various electrodynamic systems are used: spiral, on chains of coupled resonators, etc. In this work, we have chosen a slowing down system in the form of a chain of looping rectangular waveguides. Its advantage is that it has a wide bandwidth and each link in such a chain is coordinated with the adjacent ones. To assess the effect of a potential jump on the interaction processes in O-type traveling-wave tubes, a mathematical model has been developed, which takes into account most fully all the factors influencing the interaction processes. These include: relativistic effects during the motion and interaction of electrons, sagging of fields in the gaps of the waveguide, losses in the walls of the waveguide, taking into account the space charge fields (taking into account the periodization of the fields). Based on the developed model, a program was compiled and calculations of various variants of TWT were carried out for accelerating voltages of 20–500 kV, electron beam currents of 0.3...160 A. When performing calculations, the gap with a potential jump was located in different places of the TWT slow-wave structure and its location was chosen where the maximum effect on the electron bunching processes is manifested. As the calculations have shown, the potential jump makes it possible to increase the output power of the TWT by 15–20 %. It can be noted for comparison that the use of a potential jump in multi-cavity klystrons [1] also leads to an increase in the output power by 15-25 %. This confirms the reliability of the mathematical models used in TWT and klystrons.

Keywords: O-type amplifier, rectangular waveguide, optimization, TWT, potential jump.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Aksenchyk A.V., Kirynovich I.F. Traveling-wave tubes on looping waveguides with a potential jump. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 29-34.

Введение

В работе [1] отмечалось, что применение скачка потенциала в клистронах позволяет увеличить коэффициент полезного действия (КПД) и выходную мощность клистрона за счет того, что уменьшается относительный и абсолютный скоростной разброс электронов в сгустке. Это дает возможность увеличить напряжения на зазорах отбирателя, что и приводит к увеличению КПД и выходной мощности клистрона.

В данной работе проведено исследование влияния скачка потенциала на режим работы лампы бегущей волны (ЛБВ) с замедляющей системой на петляющих волноводах и ее выходные характеристики.

Зазор со скачком потенциала образуем путем расположения после k -го зазора специальной пластины 1 (накладки), рис. 1, на которую подается ускоряющий потенциал V_{sk} . Пластина имеет отверстие, соответствующее внутреннему размеру трубы дрейфа. Эта пластина располагается на расстоянии d_{sk} от стенки волновода (рис. 1); ℓ_{dr} – длина трубки дрейфа.

В зазоре волновода на электроны действуют высокочастотное поле $\dot{E}^0 = \text{Re}(E_m e^{j(\omega t + \theta_k)})$ и поле пространственного заряда \dot{E}^p , т. е. появляется составляющая $\dot{E}_y = \dot{E}^0 + \dot{E}^p$.

В данном случае длина зазора волновода совпадает с размером узкой стенки волновода. После выхода из зазора волновода электроны попадают в зазор длиной d_{sk} с ускоряющим

потенциалом V_{sk} (рис. 1). Появляется еще одна составляющая электрического поля $\vec{E}^{sk} = V_{sk} / d_{sk}$, действующего на электроны. В этом зазоре электроны получают дополнительное ускорение, в результате изменяется абсолютный и относительный разброс скоростей электронов, что позволяет улучшить выходные характеристики прибора.

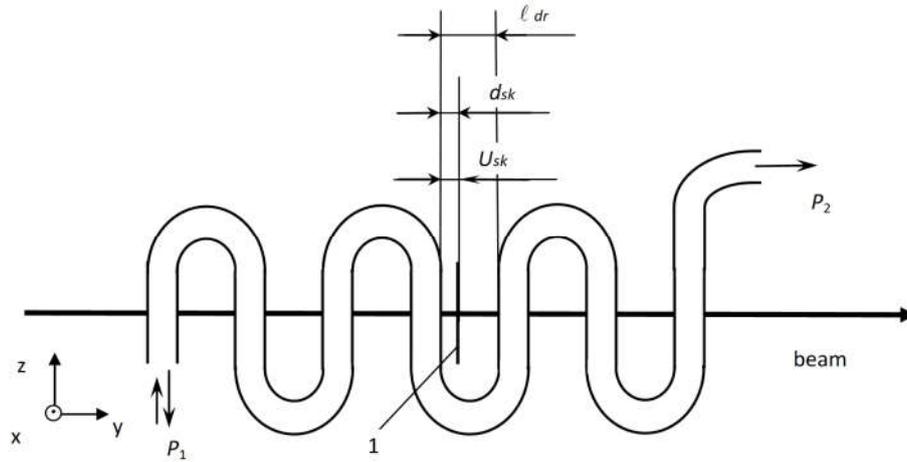


Рис. 1. Схема ЛВВ со скачком потенциала: 1 – пластина, на которую подан потенциал V_{sk}
Fig. 1. TWT circuit with a potential jump: 1 – plate to which the potential V_{sk} is applied

Уравнения движения электронов

Уравнения движения электрона записываем в релятивистском приближении:

$$\frac{dv}{dt} = -\eta_0 \sqrt{\left(1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2\right)^3} \cdot \dot{E}_y, \quad (1)$$

где v – продольная скорость электрона, c – скорость света, $\eta_0 = e/m_0$, e – заряд электрона, m_0 – масса покоя электрона, электронный поток имеет начальную скорость v_0 .

В работе [2] описана методика учета полей, действующих на электрон в зазоре волновода.

Вводим безразмерные переменные:

$$T = y / L, \quad \vartheta = \omega t, \quad \gamma_0 = \left(1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2\right)^{-1/2}, \quad (2)$$

$$V_i = \frac{v_i}{v_0}, \quad u_i = \omega t_i - \omega y / v_0, \quad \vartheta_0 = \frac{L\omega}{v_0}, \quad \gamma_i = \left(1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2\right)^{-1/2},$$

$$\vartheta_k = \Gamma \ell_k, \quad T_{ok} = y_1 / L, \quad T_{lk} = y_2 / L,$$

$$\sigma_a = \frac{(\gamma_0 - 1) \lambda}{2\pi\beta_0 d}; \quad \xi_k = \sum_m \frac{\dot{U}_m^\pm}{U_0}, \quad \dot{U}_m^\pm = \dot{E}_{\pm mn} d, \quad \sigma_p = \frac{eI_0}{\omega^2 v_0 m_0 \varepsilon_0 r^2}.$$

Описание переменных приведено в работе [3].

Проводя нормировку уравнения (1) с учетом переменных (2), записываем релятивистское уравнение движения электрона в следующем виде:

$$\frac{dV_i}{dT} = \frac{\vartheta_0}{\gamma_i^3 V_i} [-\sigma_a \operatorname{Re}(\xi_k e^{j(u_i + \vartheta_0 T + \vartheta_k)}) \varepsilon^0 (T - T_{ok}) + \sigma_p F_p], \quad (3)$$

$$\frac{du_i}{dT} = \vartheta_0 \left(\frac{1}{v_i} - 1 \right), \quad (4)$$

где функции $\varepsilon^0(T - T_0)$, $\varepsilon_p(y)$, F_p описаны в работе [3].

Уравнение возбуждения ЛБВ получаем с использованием уравнений Максвелла, применением леммы Лоренца (описано в работе [2]).

Решая совместно уравнение возбуждения, уравнения движения (3), (4), определяем в зазорах волновода наведенные токи J_k . Применяя алгоритм, описанный в работе [3], рассчитываем возбуждение цепочки четырехполюсников наведенными токами.

Результаты расчетов

По представленной математической модели с учетом потерь в стенках волновода, провисания полей в зазорах волновода, релятивистских эффекты [3] проведем расчеты различных конструкций ЛБВ.

Для напряжения $U_0 = 24$ кВ и тока луча $I_0 = 0,40$ А на частоте $f_0 = 33,016799$ ГГц получаем мощность на выходе лампы $P_{out} = 1,074$ кВт, мощность сигнала на входе лампы составляет $P_{in} = 0,795$ Вт, КПД равен 0,124.

За счет провисания высокочастотного поля в трубках дрейфа углы пролета частиц большие ($\approx 2,33$ рад), поэтому для получения приемлемого усиления сигнала выбираем число зазоров достаточно большое – $N = 60$. Число изогнутых секций волновода также равно 60.

Этот вариант выбираем за основу и рассчитываем вариант E2 нерелятивистской ЛБВ со скачком потенциала. Ускоряющий скачок потенциала величиной $V_{sk} = 0,000002 U_0$ располагаем после зазора с $N = 45$ на расстоянии $X = 0,75$ (рис. 2).

После оптимизации варианта E2 получен коэффициент полезного действия, равный 0,0685, мощность на выходе лампы составляет 1,3 кВт.

Графики скоростной модуляции, т. е. зависимости относительной скорости $V_i = \frac{v_i}{v_0}$ крупных частиц от продольной координаты X , отображены на рис. 2.

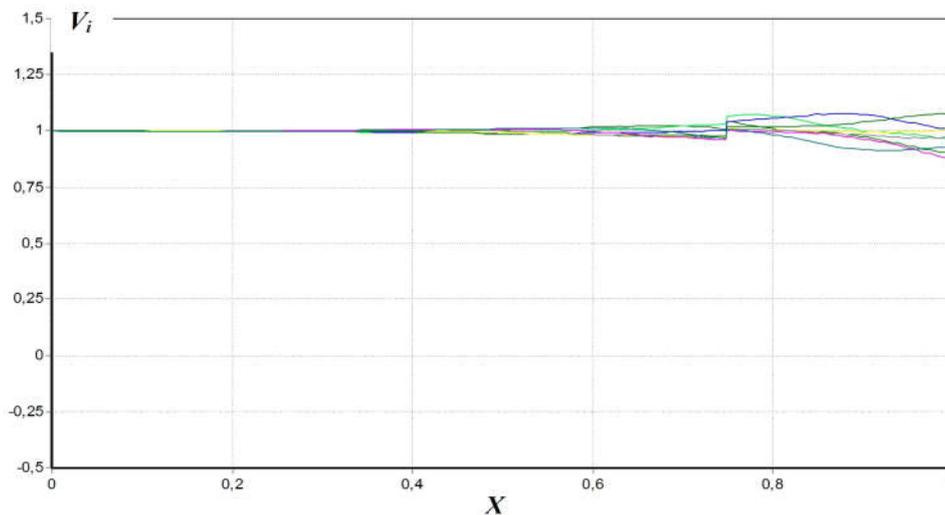


Рис. 2. Графики скоростной модуляции варианта E2
Fig. 2. Graphs of high-speed modulation of variant E2

График скоростной модуляции (рис. 2) показывает, что скачок потенциала находится на $X = 0,75$. Как следует из расчетов, в варианте E2 ЛБВ со скачком потенциала выходная мощность увеличивается примерно на 0,22 кВт, или на 20 %.

Проверим влияние скачка потенциала на режим работы релятивистских ЛБВ. Вначале рассчитаем релятивистскую ЛБВ (вариант E3) без скачка потенциала.

Выбираем ускоряющее напряжение $U_0 = 499$ кВ, ток электронного луча $I_0 = 160,73$ А, $f_0 = 4,99649$ ГГц. Оптимизационный расчет режима ЛБВ дает КПД, равный 0,66, выходную мощность $P_{out} = 53,48$ МВт. Из-за больших углов пролета (3,028 рад) число зазоров выбрали равным 33.

Рассчитаем вариант Е4 релятивистской ЛБВ со скачком потенциала. Скачок потенциала расположен после зазора $N = 26$, (на рис. 3 $X = 0,8$) значение скачка потенциала $U_{sk} = 0,000001 \cdot U_0$ [кВ]. Ток электронного луча $I_0 = 160,71$ А. Размеры остальных параметров совпадают с вариантом Е3. После проведения оптимизации электронный КПД $\eta_e = 0,6789$, мощность сигнала на выходе лампы $P_{out} = 61,25$ МВт, мощность сигнала на входе лампы $P_{in} = 1,027$ МВт. Графики скоростной модуляции варианта Е4 приведены на рис. 3. Скачок потенциала расположен на $X = 0,8$. Анализ траекторий показывает, что после скачка потенциала уменьшается относительный скоростной разброс электронов на $X = 0,8 \dots 0,87$ (рис. 3). Это приводит к увеличению наведенного тока в зазорах, повышению напряжения на зазорах и к увеличению выходной мощности ЛБВ.

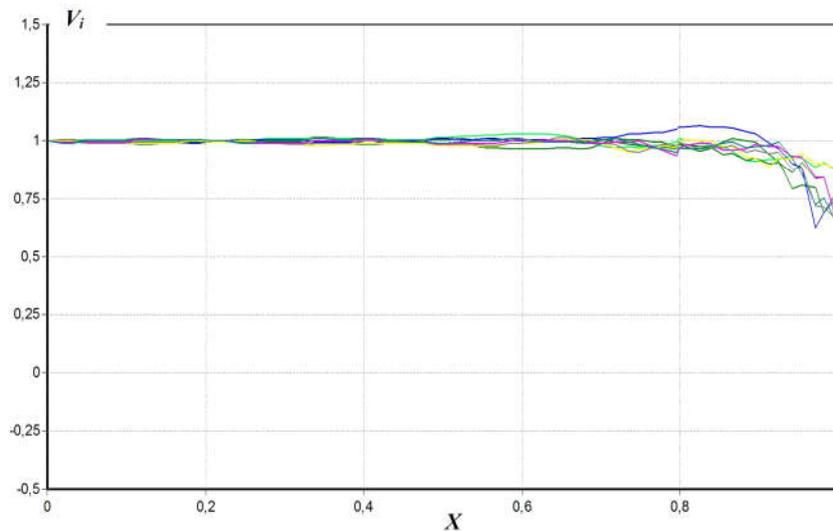


Рис. 3. Графики скоростной модуляции варианта Е4
Fig. 3. Graphs of high-speed modulation of variant E4

Анализ результатов расчетов вариантов Е3 и Е4 показывает, что в релятивистской ЛБВ со скачком потенциала выходная мощность повышается примерно на 7,8 МВт, что соответствует 15 %.

Заключение

Сформулирована математическая модель и предложен алгоритм расчета ЛБВ на петляющем волноводе со скачком потенциала для ускоряющих напряжений 20–500 кВ. В модели учтены релятивистские эффекты, провисание полей в зазорах волновода, потери в стенках волновода. Разработана компьютерная программа и проведены расчеты ЛБВ с ускоряющими напряжениями 24, 500 кВ со скачком потенциала. Расчеты показали, что использование скачка потенциала позволяет увеличить выходную мощность приборов на 15–20 %. Для сравнения можно отметить, что применение скачка потенциала в многорезонаторных клистродах [1] также приводит к увеличению выходной мощности на 15–25 %. Это подтверждает достоверность математических моделей, применяемых в ЛБВ и клистродах.

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.
All authors have equally contributed to writing the article.

Список литературы

1. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Многорезонаторные клистроны со скачком потенциала. *Радиотехника и электроника*. 1989;34(10): 2157-2165.
2. Аксенчик А.В., Кравченко В.Ф. Оптимизация ЛОВ и ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах для миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2007;10:46-56.
3. Aksenchyk A., Kuraev A., Kirinovich I. *Millimeter and submillimeter O-type amplifiers and oscillators. (The theory and optimization)*. Germany: Palmarium Academic Publishing; 2014.

References

1. Aksenchyk A.V., Kuraev A.A. [Multi-cavity klystrons with a potential jump]. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*. 1989;34(10): 2157-2165. (in Russ.)
2. Aksenchyk A.V., Kravchenko V.F. [Optimization BWO and TWT of O-type on folded rectangular waveguides for a millimeter and submillimeter range of lengths of waves]. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2007;10:46-56. (in Russ.)
3. Aksenchyk A., Kuraev A., Kirinovich I. *Millimeter and submillimeter O-type amplifiers and oscillators. (The theory and optimization)*. Germany: Palmarium Academic Publishing; 2014.

Сведения об авторах

Аксенчик А.В., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Киринович И.Ф., к.ф.-м.н., доцент кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Aksenchyk A.V., D.Sc., Professor, Professor at the Computational Methods and Programming Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kirynovich I.F., PhD., Associate Professor at the Engineering Psychology and Ergonomics Department of the 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. +375-44-702-00-95;
e-mail: aksenchik@bsuir.by
Аксенчик Анатолий Владимирович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-44-702-00-95;
e-mail: aksenchik@bsuir.by
Aksenchyk Anatoly Vladimirovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-35-44>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396

АЛГОРИТМЫ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НЕНУЛЕВЫХ ВЫСШИХ ПРОИЗВОДНЫХ ДАЛЬНОСТИ ДО РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

С.В. КОЗЛОВ, ЛЕ ВАН КЫОНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 16 ноября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2020

Аннотация. Целью статьи является изложение экономичных в вычислительном плане алгоритмов длительного когерентного накопления отраженных от точечной цели сигналов с компенсацией миграции дальности (МД) и частоты (МЧ) и накоплением сигналов в спектральной области. Алгоритмы включают внутрипериодную обработку (ВПО) с одновременной коррекцией МД и МЧ и междупериодную обработку с когерентным накоплением сигналов на выходе ВПО. В первом варианте алгоритма ВПО реализуется путем вычисления спектров принимаемых сигналов в каждом периоде повторения, умножения отсчетов спектров на отсчеты амплитудно-фазочастотной характеристики согласованного фильтра одиночного сигнала и корректирующие фазовые коэффициенты, определяемые номером периода повторения и значениями производных дальности, и обратного преобразования Фурье преобразованных спектров. Отличие второго варианта алгоритма на этапе ВПО заключается в коррекции только квадратичной и последующих составляющих МД и МЧ и использовании преобразования замкового камня, устраняющем линейную миграцию дальности. Когерентное накопление для обоих вариантов реализуется за счет быстрого преобразования Фурье отсчетов сигнала по периодам повторения для всех отсчетов по дальности. Введено понятие «разрешающая способность по грубой скорости», определяющее расстановку каналов при компенсации миграции дальности. Получена функция неопределенности в координатах «скорость – ускорение». Показана эквивалентность двух вариантов алгоритма и приведены оценки для требуемого числа каналов приемника. Приведены результаты моделирования, подтверждающие работоспособность предлагаемых алгоритмов.

Ключевые слова: отраженный сигнал, когерентное накопление, миграция дальности, миграция доплеровской частоты, быстрое преобразование Фурье, преобразование замкового камня.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 35-44.

LONG-TIME COHERENT ACCUMULATION ALGORITHMS FOR REFLECTED SIGNAL WITH NON-ZERO HIGHER DERIVATIVES OF THE RANGE TO RADAR TARGET IN THE SPECTRAL DOMAIN

SERGEI V. KOZLOV, LE VAN CUONG

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16 November 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2020

Abstract. The purpose of the article is to present computationally economical algorithms for long-term coherent accumulation of signals reflected from a point target with compensation for range and frequency migration and accumulation of signals in the spectral region. The algorithms include intra-period processing with simultaneous correction of range and frequency migration and inter-period processing with coherent accumulation of signals at the output of intra-period processing. In the first variant of the algorithm, intra-period processing is implemented by calculating the spectra of the received signals in each repetition period, multiplying the samples of the spectra by the samples of the amplitude-phase-frequency characteristic of the matched filter of a single signal and correcting phase coefficients determined by the number of the repetition period and the values of the range derivatives, and the inverse Fourier transform of the transformed spectra. The difference between the second version of the algorithm at the stage of intraperiod processing is the correction of only the quadratic and subsequent components of the range and frequency migration and the use of the keystone transformation, which eliminates the linear range migration. Coherent accumulation for both variants is realized due to the fast Fourier transform of the signal samples over the repetition periods for all samples over the range. The concept of “rough speed resolution” is introduced, which determines the arrangement of channels when compensating for range migration. The uncertainty function in the coordinates “velocity–acceleration” is obtained. The equivalence of the two variants of the algorithm is shown and estimates for the required number of receiver channels are given. The simulation results confirming the operability of the proposed algorithms are presented.

Keywords: reflected signal, coherent accumulation, range migration, Doppler frequency migration, fast Fourier transform, keystone transformation.

Conflict of interests. The authors declares no conflict of interests.

For citation. Kozlov S.V., Le Van Cuong. Long-time coherent accumulation algorithms for reflected signal with non-zero higher derivatives of the range to radar target in the spectral domain. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 35-44.

Постановка задачи

В [1] на основе математической модели отраженного сигнала предложен базовый алгоритм длительного когерентного накопления (КН) отраженного от точечной цели сигнала при ненулевых высших производных дальности до нее. Алгоритм предполагает вычисление спектров принимаемой реализации в каждом периоде повторения, коррекцию миграции дальности (МД) и частоты (МЧ) с выравниваем фаз спектральных отсчетов для разных периодов повторения путем умножения спектров на фазовые функции, определяемые ожидаемыми параметрами движения цели, суммирование спектров по периодам повторения, умножение отсчетов суммарного спектра на отсчеты амплитудно-фазочастотной характеристики (АФЧХ) согласованного фильтра одиночного сигнала и получение выходного сигнала когерентного накопителя путем обратного преобразования Фурье суммарного взвешенного спектра. Число каналов обработки при типовых диапазонах изменения производных дальности оказывается весьма большим, что снижает возможность его практического использования. Другие алгоритмы обработки, кратко проанализированные в [1], приводят к компенсации МД/МЧ лишь для частных случаев и (или) характеризуются существенными энергетическими потерями.

Цель работы – обоснование экономичных в вычислительном плане вариантов алгоритмов длительного КН отраженных от точечной цели сигналов в спектральной области.

Алгоритм на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье

Первый вариант экономичного алгоритма разработан на основе подхода, изложенного в [1], и предполагает компенсацию всех видов МД (линейной, квадратичной и кубической) и миграции доплеровской частоты. При этом происходит выравнивание времен задержки всех импульсов пачки отраженного сигнала (ОС) и их доплеровских сдвигов частоты ко времени задержки и доплеровскому сдвигу частоты первого импульса пачки. В отличие от базового [1] алгоритма фазы сжатых сигналов, обусловленные начальным значением доплеровского сдвига частоты, не выравниваются. Когерентное накопление ОС для различных начальных доплеровских сдвигов частоты реализуется путем быстрого преобразования Фурье (БПФ) по периодам повторения в матрице сжатых сигналов с выровненными временными задержками, что приводит к формированию матрицы «время задержки – доплеровский сдвиг частоты», которую можно трактовать как радиолокационное изображение (РЛИ) сцены в соответствующих координатах.

Далее все обозначения в статье соответствуют использованным в [1]: $T_{\text{КН}}$ – время КН; Δf_0 – ширина спектра зондирующего сигнала (ЗС); K – число импульсов в пачке; $T_r = \text{const}$ – период повторения импульсов ЗС; $t_k = kT_r$ ($k = \overline{0, K-1}$) – моменты времени, соответствующие началу k -го периода повторения; $t_m = m / F_s$, $m = \overline{0, M-1}$ – моменты времени в пределах одного периода повторения; M – число отсчетов в пределах периода повторения; F_s – частота дискретизации; V_{0r}, a_r, a_r' – начальные радиальная скорость, радиальное ускорение и скорость изменения радиального ускорения цели; V_{0s}, a_s, a_s' – опорные значения начальных радиальной скорости, радиального ускорения, и производной ускорения цели; $\mu = \Delta f_0 / T_0$ – скорость изменения частоты ЗС с линейной частотной модуляцией; f_0 – несущая частота; T_0 – длительность импульса; $\mu_c = \mu(1 - V_\tau)^2$ – скорректированное значение скорости изменения частоты; $V_\tau = 2V_{0rc} / c$ – скорость изменения времени задержки; V_{0rc} – скорректированная начальная радиальная скорость; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\lambda = c / f_0$ – длина волны; $\dot{G}_{\text{сф}}(F)$ – АФЧХ согласованного фильтра.

Алгоритм реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ принимаемого сигнала в $k = \overline{0, K-1}$ периодах повторения.

2. Компенсация линейной (ЛМД), квадратичной (КВМД), кубической (КубМД) МД и миграции доплеровской частоты (МДЧ) в каждом периоде повторения в спектральной области с одновременным умножением на АФЧХ согласованного фильтра одиночного сигнала. В результате формируется спектр выходного сигнала спектральной функции:

$$\begin{aligned} \dot{G}_1(F, t_k) = \dot{G}_{\text{сф}}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s' t_k^3} \times \\ \times e^{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(V_{0s} + a_s t_k + \frac{1}{2} a_s' t_k^2)}{c} \right) \left(\left(V_{0s} + \frac{f_0}{\mu_c} a_s \right) t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu_c} a_s' \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s' t_k^3 \right)} \dot{G}(F, t_k). \end{aligned} \quad (1)$$

Отличием (1) от соответствующей спектральной функции в [1] является отсутствие фазового множителя, выравнивающего фазы сжатых сигналов для различных импульсов пачки.

3. Вычисление обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ – IFFT) для $\dot{G}_1(F, t_k)$ с формированием временного представления выходного сигнала в каждом периоде повторения:

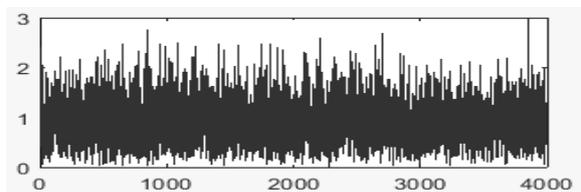
$$\hat{S}_1(t_m, t_k) = \text{IFFT}\{\hat{G}_1(F, t_k)\}. \quad (2)$$

4. Выполнение БПФ – FFT над столбцами матрицы $\hat{S}_1(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\hat{G}_2(t_m, F_D)$:

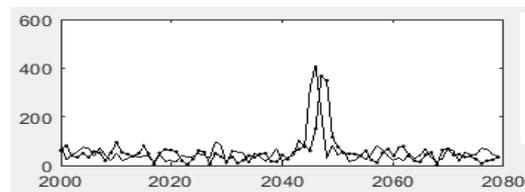
$$\hat{G}_2(t_m, F_D) = \text{FFT}\{\hat{S}_1(t_m, t_k)\}. \quad (3)$$

Модули $|\hat{G}_2(t_m, F_D)|$ или их квадраты определяют результат КН для элементов разрешения по времени задержки / неоднозначной радиальной скорости.

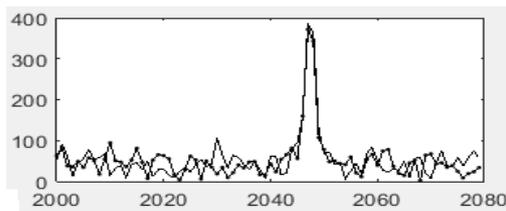
На рис. 1 приведена иллюстрация процесса обработки сигналов при длительном КН с использованием предлагаемого алгоритма. Моделирование проводилось при $V_{or} = -300$ м/с, $a_r = -150$ м/с², $a'_r = 0$, $\lambda = 0,1$ м, $T_{кн} = 1$ с, $T_0 = 1$ мс и ОСШ по пачке 30 дБ. Как видно из рис. 1, в результате выполнения шагов 2 и 3 алгоритма максимумы сжатых сигналов, с различными значениями времен задержек (рис. 1, b), совмещаются после компенсации МД на рис. 1, c с первым импульсом пачки.



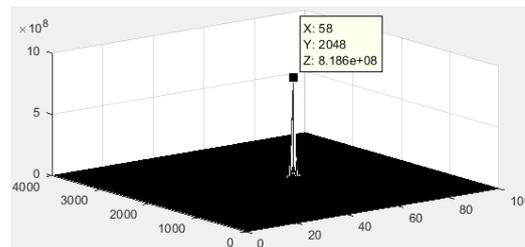
a – принятый сигнал ($k = 0$)



b – сигналы на выходе фильтра сжатия ($k = 0$ – штрих-пунктир и $k = 99$ – сплошные кривые) без компенсации миграции по дальности



c – сигналы на выходе фильтра сжатия ($k = 0$ – штрих-пунктир и $k = 99$ – сплошные кривые) при компенсации миграции по дальности



d – результат когерентного накопления – матрица «время задержки – доплеровский сдвиг частоты»

Рис. 1. Иллюстрация процесса обработки сигнала для первого варианта экономичного алгоритма

Fig. 1. Illustration of the signal processing process for the first version of the economical algorithm

Оценим требуемое число каналов обработки для базового [1] и предлагаемого алгоритма. Разрешающая способность по скорости при КН определяется как $\Delta V = \lambda / 2T_{кн}$ [2], причем в зависимости от соотношения между максимальным доплеровским сдвигом частоты и частотой повторения скорость может определяться однозначно или неоднозначно.

При неполной компенсации МЧ за счет рассогласования по радиальному ускорению $\delta a = a_r - a_s$ и производной ускорения $\delta a' = a'_r - a'_s$ сигнал на выходе ВПО после ОБПФ в пределах каждого периода повторения можно представить в виде $\dot{Y}_{иск}(t) = \dot{X}(t)\dot{Y}(t)$, где $\dot{Y}(t)$ –

сигнал при отсутствии рассогласования, $\dot{X}(t) = e^{j\frac{4\pi}{\lambda}\left(\frac{1}{2}\delta a t^2 + \frac{1}{6}\delta a' t^3\right)}$ – модулирующая функция. В терминологии работы [3, с. 54, 59] $\dot{X}(t)$ является функцией помеховой модуляции (ФПМ) и определяет относительную амплитуду неискаженного остатка сигнала

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{T_{кн}} \int_0^{T_{кн}} \dot{X}(t) dt = \frac{1}{T_{кн}} \int_0^{T_{кн}} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}\left(\frac{1}{2}\delta a t^2 + \frac{1}{6}\delta a' t^3\right)} dt, \quad (4)$$

квадрат модуля $|\dot{\alpha}_0|^2$ которой представляет собой относительную мощность неискаженного остатка сигнала на выходе системы обработки [3] и соответствует функции неопределенности (ФН) [2] сигнала в координатах «радиальная скорость – производная радиальной скорости»:

$$\rho(\delta a, \delta a') = |\dot{\alpha}_0|^2 = \frac{1}{T_{\text{КН}}^2} \left| \int_0^{T_{\text{КН}}} e^{j \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{1}{2} \delta a \cdot t^2 + \frac{1}{6} \delta a' \cdot t^3 \right)} dt \right|^2. \quad (5)$$

Объемный вид и сечения ФН (5) при $\lambda = 1$ м приведены на рис. 2. Разрешающие способности по радиальному ускорению и его производной по уровню 0,5 определяются как

$$\Delta a = \frac{0,435 \cdot \lambda}{T_{\text{КН}}^2}; \quad \Delta a' = \frac{1,414 \cdot \lambda}{T_{\text{КН}}^3}, \quad (6)$$

причем радиальное ускорение и его производная определяются однозначно.

Начальная скорость используется не только при компенсации фазовых сдвигов, но и для компенсации ЛМД. При неудовлетворительной компенсации амплитуда выходного сигнала будет снижаться, что может быть использовано для снижения неоднозначности.

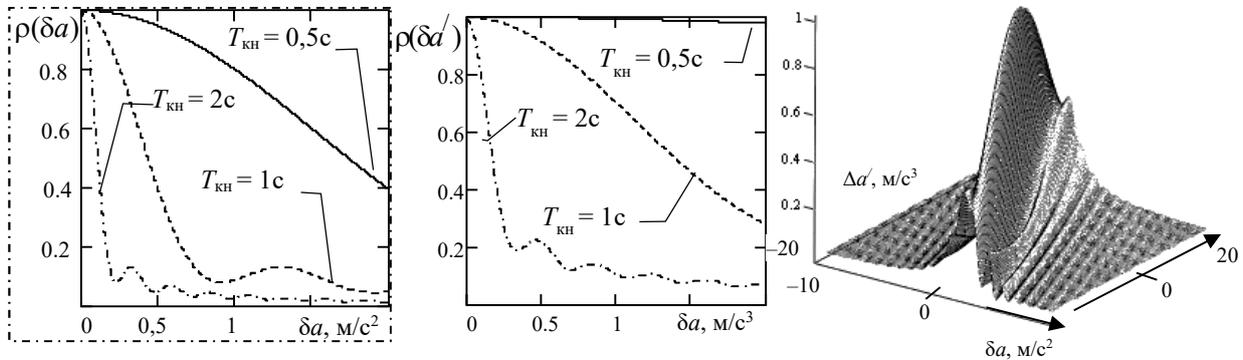


Рис. 2. Сечения и объемный вид функции неопределенности
Fig. 2. Sections and volumetric view of the uncertainty function

Требуемое $N_{\text{Гр}}$ число каналов по «грубой» скорости при компенсации ЛМД на шагах 2, 3 обработки определим из условия, чтобы последний импульс пачки смещался не более чем на половину элемента разрешения по отношению к первому $\Delta V_{\text{ЛМД}} = |V_{0r} - V_{0s}| T_{\text{КН}} < \frac{c}{4\Delta f_0}$, откуда требуемый шаг сетки и общее число каналов по грубой радиальной скорости при компенсации ЛМД:

$$\Delta V_{\text{ЛМД}} = \frac{c}{4\Delta f_0 T_{\text{КН}}}; \quad N_{\text{Гр}} = \frac{V_{\text{max}}}{\Delta V_{\text{ЛМД}}} = \frac{4\Delta f_0 T_{\text{КН}} V_{\text{max}}}{c}, \quad (7)$$

где V_{max} – максимальная радиальная скорость (в одном из направлений).

Требуемое число каналов по ускорению и производной ускорения (при $a'_{\text{max}} > \Delta a'$):

$$N_a = \frac{T_{\text{КН}}^2 a_{\text{max}}}{0,435\lambda}; \quad N_{a'} = \frac{T_{\text{КН}}^3 a'_{\text{max}}}{1,414\lambda}, \quad (8)$$

где a_{max} , a'_{max} – максимальные значения радиального ускорения и его производной.

Для большинства воздушных объектов, как правило, производной радиального ускорения можно пренебречь, $a'_{\text{max}} \ll \Delta a'$, откуда общее число формируемых каналов на шагах 2, 3 алгоритма

$$N_{\Sigma} = N_{\text{Гр}} N_a = \frac{4\Delta f_0 T_{\text{КН}} V_{\text{max}}}{c} \frac{T_{\text{КН}}^2 a_{\text{max}}}{0,435\lambda} \approx \frac{9,2 V_{\text{max}} a_{\text{max}} \Delta f_0 T_{\text{КН}}^3}{c\lambda} \quad (9)$$

прямо пропорционально ширине спектра и третьей степени времени КН.

Так, например, для $\Delta f = 10$ МГц, $\lambda = 0,1$ м, $T_{\text{кн}} = 1$ с при обнаружении самолетов с $V_{\text{max}} = 300$ м/с, тангенциальной составляющей скорости $V_{\tau} = 200$ м/с на дальности $r = 30$ км, получим $a_{\text{max}} = V_{\tau}^2 / r = 1,33$ м/с² и $N_{\Sigma} \approx 1224$. Уменьшение $T_{\text{кн}}$ в два раза приводит к требуемому числу каналов $N_{\Sigma} \approx 153$.

Для базового алгоритма [1] требуемое число каналов увеличивается в отношении интервала однозначного определения скорости к разрешающей способности по скорости, то есть в число импульсов в пачке раз:

$$N_{V_T} = \frac{\lambda / (2T_r)}{\lambda / (2T_{\text{кн}})} = \frac{T_{\text{кн}}}{T_r} = K. \quad (10)$$

Отметим, что основными операциями предлагаемого алгоритма являются операции поэлементного матричного перемножения и БПФ. Указанные операции эффективно реализуются с использованием программируемых логических матриц (FPGA) и параллельных вычислений на графических процессорах [4].

Алгоритм на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня

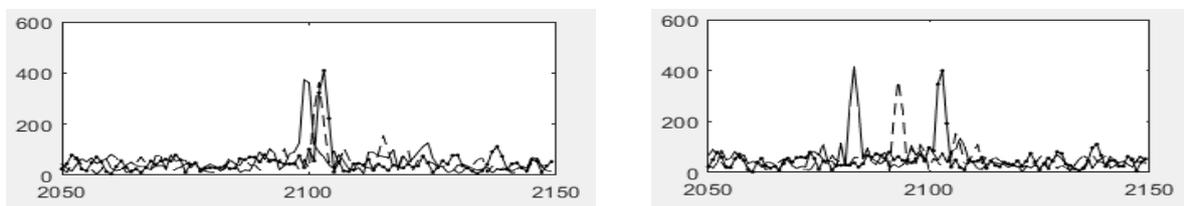
Преобразование замкового камня (ПЗК) [5, 6] может быть использовано для обнаружения сигнала с неизвестным доплеровским сдвигом частоты в условиях ЛМД. Поэтому для реализации алгоритма замкового камня необходимо предварительно компенсировать только квадратичную и кубическую МД и МДЧ.

Алгоритм обработки предусматривает подготовительные операции – вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ и компенсацию КвМД, КубМД и МДЧ в пределах каждого k -го периода повторения в спектральной области.

Спектр выходного сигнала спектральной функции:

$$\begin{aligned} \dot{G}_2(F, t_k) = & \dot{G}_{\text{сф}}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s' t_k^3} \times \\ & e^{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(a_s t_k + \frac{1}{2} a_s' t_k^2)}{c} \right) \left(\frac{f_0}{\mu c} a_s t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu c} a_s' \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s' t_k^3 \right)} \dot{G}(F, t_k), \end{aligned} \quad (11)$$

где корректирующая МД спектральная функция не содержит начальной радиальной скорости цели. В результате максимумы сжатых сигналов на выходе спектральной функции будут расположены на равных временных задержках друг от друга, что обеспечивает необходимое условие для ПЗК. Это наиболее очевидно при наблюдении цели с большим ускорением. Указанный случай ($V_{0r} = -500$ м/с, $a_r = -500$ м/с²) приведен на рис. 3.



а – сигналы на выходе фильтра сжатия без компенсации миграции по дальности ($k = 0$ – штрих-пунктир, $k = 49$ – штриховая кривая и $k = 99$ – сплошные кривые)
б – сигналы на выходе фильтра сжатия при компенсации КвМД

Рис. 3. Сигналы на выходе согласованного фильтра одиночного импульса до и после компенсации квадратичной миграции дальности

Fig. 3. Signals at the output of the matched single pulse filter before and after compensation of the square-law range migration

До компенсации максимумы расположены неравномерно, после компенсации квадратичной МД – равномерно с расстояниями между максимумами, определяемыми начальной радиальной скоростью цели.

Предположим, что КвМД, КубМД и МДЧ полностью скомпенсированы, т. е. $a_s = a_{rc}$, $a'_s = a'_{rc}$, тогда выражение (11) можно записать в виде

$$\dot{G}_2(F, t_k) = \dot{A}(F) e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)}{c} V_{0rc} t_k}, \quad (12)$$

где $\dot{A}(F)$ – комплексный спектр сигнала на выходе ВПО при $k=0$. Экспоненциальный множитель в (12) обусловлен нескомпенсированной линейной миграцией дальности. Составляющие спектра для различных периодов повторения сдвинуты по фазе на величину $4\pi(f_0 + F)V_{0rc}t_k/c$.

В (12) частота F и скорость V_{0rc} связаны между собой и не появляются по отдельности. Указанная связь устраняется при ПЗК [5, 6] путем масштабирования моментов отсчета времени

$$\tau_k = \frac{f_0 + F}{f_0} t_k \Rightarrow t_k = \frac{f_0}{f_0 + F} \tau_k \quad (13)$$

с последующей интерполяцией спектра для новых моментов времени

$$\dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau_k) = \text{interp}(\mathbf{g}(F), k), \quad (14)$$

где $\mathbf{g}(F) = (\dot{G}_2(F, t_0), \dot{G}_2(F, t_1), \dots, \dot{G}_2(F, t_{K-1}))^T$ – вектор отсчетов спектра по периодам повторения для частоты F ; $\text{interp}(\bullet)$ – оператор интерполяции и устранения неоднозначности доплеровского сдвига частоты

$$\dot{G}_{\text{ЗК}}(F, \tau_k) = \dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau_k) e^{-j 2\pi N_{\text{одн}} \frac{f_0}{f_0 + F} k}. \quad (15)$$

В выражении (15) параметр $N_{\text{одн}}$ представляет собой номер интервала неоднозначного измерения доплеровского сдвига частоты. Указанное значение определяется как $N_{\text{одн}} = \lfloor f_D - \{f_D + 0,5\} + 0,5 \rfloor$, где $f_D = \frac{2V_{0rc}}{\lambda} T_r$ – доплеровский сдвиг частоты, нормированный к частоте повторения импульсов (число периодов доплеровского сдвига частоты за период повторения сигнала); $\lfloor \bullet \rfloor$, $\{ \bullet \}$ – округление до ближайшего целого и дробная часть числа соответственно.

Интерполяция в (15) выполняется любым удобным способом, например, при использовании ряда Котельникова $\dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{G}_2(F, t_k) \text{sinc}(\tau/T_r - k)$; $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$.

Физически перебор параметра неоднозначности $N_{\text{одн}}$ в (15) соответствует разным гипотезам о неоднозначной радиальной скорости цели.

Следующими шагами алгоритма является выполнение ОБПФ для полученного спектра $\dot{G}_{\text{ЗК}}(F, \tau_k)$

$$\dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k) = \text{IFFT} \{ \dot{G}_{\text{ЗК}}(F, t_k) \} \quad (16)$$

и БПФ над столбцами матрицы $\dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D)$:

$$\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D) = \text{FFT} \{ \dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k) \}. \quad (17)$$

Модули $\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D)$ определяют решающую статистику для элементов разрешения по времени задержки / неоднозначной радиальной скорости, как и $|\dot{G}_2(t_m, F_D)|$.

На рис. 4 для тех же исходных данных, что и для рис. 1, приведены промежуточные и окончательные результаты обработки при использовании алгоритма замкового камня. Расчеты проводились при $N_{\text{одн}} = 100$. Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что алгоритм обработки, основанный на ПЗК, полностью эквивалентен алгоритму на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье. Параметр $N_{\text{одн}}$ физически эквивалентен параметру «грубой» скорости указанного алгоритма. Требуемое число каналов обработки может быть определено согласно (9).

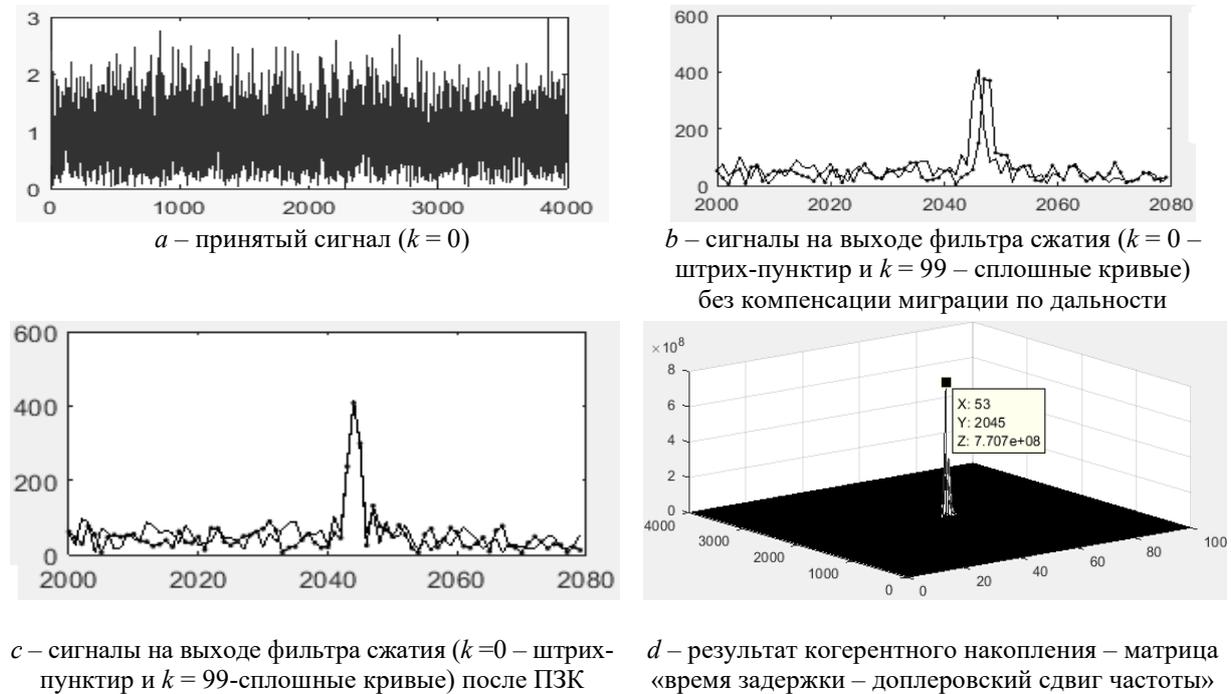


Рис. 4. Иллюстрация процесса обработки при использовании преобразования замкового камня
Fig. 4. Illustration of the processing process using the transformation of the keystone

Сравнение вариантов алгоритмов по числу каналов

Очевидно, что требуемое число каналов при компенсации МД и МЧ, обусловленных второй и последующими производными дальности, для рассматриваемых алгоритмов одинаково. В то же время факторы, обуславливающие расстановку каналов по начальной радиальной скорости для первого и второго алгоритма различны. Для первого алгоритма интервал расстановки каналов по радиальной скорости совпадает с (7) $\Delta V_1 = \Delta V_{\text{ЛМД}}$ и определяется шириной спектра Δf_0 сигнала и временем $T_{\text{кн}}$ когерентного накопления. Для алгоритма замкового камня $\Delta V_2 = \lambda / 2T_r$ соответствует интервалу однозначного определения скорости [2]. Для сравнения двух алгоритмов в табл. 1 приведены расчеты параметров $\Delta V_{1(2)}$ при различных значения λ , $T_{\text{кн}}$, F_r , Δf_0 .

Из этих закономерностей следует, что первый вариант алгоритма предпочтителен при относительно узкополосных сигналах и малых временах КН безотносительно к длине волны и частоте повторения. Второй вариант на основе ПЗК предпочтителен при больших длинах волн и высоких частотах повторения безотносительно к ширине спектра сигнала и времени накопления. Вместе с тем при выборе алгоритма обработки необходимо дополнительно учитывать повышенную вычислительную сложность алгоритма ПЗК за счет интерполяции спектра и соображения, связанные с устранением неоднозначности по дальности и (или) скорости.

Таблица 1. Требуемая расстановка каналов по скорости
Table 1. Required channelization by speed

$T_{\text{кн}}, \text{с}$	Значения ΔV_1 , м/с, при ширине Δf_0 спектра сигнала, МГц			
	Values ΔV_1 , м/с, with signal spectrum width Δf_0 , МГц			
	1	10	50	100
0,1	750	75	15	7,5
1	75	7,5	1,5	0,75
$\lambda, \text{см}$	Значения ΔV_2 , м/с при частоте F_r повторения импульсов, кГц			
	Values ΔV_2 , м/с with pulse repetition frequency F_r , кГц			
	0,1	1	10	100
10	5	50	500	5000
3	1,5	15	150	1500

Заключение

Предлагаемые быстрые алгоритмы основаны на сочетании полной или частичной коррекции миграции дальности и миграции частоты и преобразований Фурье и замкового камня, что делает их привлекательными для реализации на ПЛИС или графических процессорах. Алгоритмы могут быть реализованы непосредственно или быть основой для разработки более экономичных алгоритмов при сочетании когерентного и некогерентного накопления принимаемого сигнала.

Литература

1. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. *Доклады БГУИР*. 2021;2:49-57.
2. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации*. Москва: Военное издательство Министерства обороны СССР; 1983.
3. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпукhin В.И. *Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов*. Москва: Советское радио; 1972.
4. Голутвин Р.И., Красилов А.А. Применение технологии CUDA для обработки радиолокационных данных. *Информационные технологии и системы 2013 (ИТС 2013): материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 23 октября 2013 г. – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013); редкол.: Л.Ю. Шилин [и др.]*. Минск: БГУИР; 2013: 264-265.
5. Mark A.R. The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing. Available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>; 2014.
6. Perry R.P., Dipietro R.C., Fante R.L. Coherent integration with ranger migration using keystone formatting. *IEEE Radar Conference*. 2007: 863-868.

References

1. Kozlov S.V., Le Van Cuong. [Model and long-term coherent accumulation basic algorithm for the reflected signal with non-zero higher derivative range to radar target]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;2:49-57. (In Russ.)
2. Okhrimenko A. E. [*Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. Basic of radar*]. Moscow: Military publishing house of the Ministry of Defense of the USSR; 1983. (In Russ.)
3. Kremer I.Ya., Vladimirov V.I., Karpukhin V.I. [*Modulating (multiplicative) interference and radio reception*]. Moscow: Soviet Radio; 1972. (In Russ.)
4. Golutvin R.I., Krasilov A.A. [Application of CUDA technology for processing radar data]. *Information technologies and systems 2013 (ITS 2013): materials of the international scientific conference, BSUIR, Minsk, Belarus, October 23, 2013 – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013); editorial board: L.Yu. Shilin [et al.]*. Minsk: BSUIR; 2013: 264-265. (In Russ.)

5. Mark A.R. [The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing]. Available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>; 2014.
6. Perry R.P., Dipietro R.C., Fante R.L. [Coherent integration with ranger migration using keystone formatting]. *IEEE Radar Conference*. 2007: 863-868.

Вклад авторов / Authors contribution

Козлов С.В. разработал постановку задачи и выполнил анализ полученных результатов.
Ле Ван Кьонг обосновал алгоритмы обработки и выполнил моделирование.

Authors' contribution

Kozlov S.V. developed the problem statement and performed the analysis of the obtained results.
Le Van Cuong developed processing algorithms and performed modeling.

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ле Ван Кьонг, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sc., Associate Professor, Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Le Van Cuong, Postgraduate student at the Information Radioengineering Department of the 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. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Козлов Сергей Вячеславович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Kozlov Sergei Vyacheslavovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-45-51>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 537.86

МОЩНАЯ ВЫСОКООРБИТНАЯ ГИРО-ЛБВ

С.В. КОЛОСОВ, О.О. ШАТИЛОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 18 декабря 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В работе приведены результаты поиска оптимальной конструкции высокоорбитной гиро-ЛБВ, которая бы позволила уменьшить значение магнитостатического поля при работе на высоких частотах, близких к миллиметровому диапазону длин волн, повысить коэффициент и полосу усиления и увеличить КПД гиро-ЛБВ. Для поиска оптимальной конфигурации высокоорбитной гиро-ЛБВ была использована программа Гуго-К, где уравнения возбуждения электронным потоком нерегулярного волновода строятся на основе метода преобразования координат А.Г. Свешникова, который основан на замене задачи возбуждения нерегулярного волновода задачей возбуждения регулярного волновода с единичным радиусом. Этот метод позволяет искать решение волновых уравнений в виде разложений по системе базисных функций регулярного цилиндрического волновода. Для решения уравнений Максвелла был использован метод Галеркина, который также называется методом ортогонализации. Коэффициенты разложения поля по собственным базисным функциям определяются в этом методе из условия ортогональности невязок уравнений собственным базисным функциям регулярного волновода. Граничные условия на открытых концах волновода определяются для каждой моды регулярного волновода отдельно, что устраняет некорректность задания граничных условий для полного поля, как это происходит при использовании «ris» технологии. В результате получаем систему обыкновенных дифференциальных уравнений для коэффициентов разложения, зависящих теперь только от продольной координаты. Такой подход позволяет преобразовать трехмерную задачу возбуждения нерегулярного волновода в одномерную задачу. Омические потери в стенках волновода учитываются на основе граничных условий Щукина – Леонтовича. Для самосогласованного решения задачи возбуждения нерегулярного волновода электронном потоком использовался итерационный метод последовательной нижней релаксации. Получен оптимизированный вариант высокоорбитной гиро-ЛБВ, который обладает электронным КПД 28 %, волновым КПД 23 %, коэффициентом усиления 34 Дб и полосой усиления 11 % при рабочей частоте более 30 ГГц. Это было достигнуто за счет введения дополнительного проводящего участка волновода в поглощающую часть волновода, что привело к улучшению азимутальной группировки электронов на ларморовской орбите и, как следствие, к повышению КПД лампы. Увеличение в два раза длины волновода позволило увеличить коэффициент усиления лампы. Омические потери энергии в стенках волновода достигают 5 % от мощности электронного потока. Реализация такой мощной гиро-ЛБВ (2 Мвт) в диапазоне миллиметровых длин волн позволит существенно увеличить возможности радиолокации на дальних расстояниях и повысить разрешающую способность радиолокатора.

Ключевые слова: гиротрон, лампа бегущей волны (ЛБВ).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Колосов С.В., Шатилова О.О. Мощная высокоорбитная гиро-ЛБВ. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 45-51.

POWERFUL HIGH-ORBIT GYRO-TWT

STANISLAV V. KOLOSOV, OLGA O. SHATILOVA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 18 December 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Annotation. This paper presents the results of a search for the optimal design of a high-orbit gyro-TWT, which would make it possible to reduce the magnetostatic field when operating at high frequencies close to the millimeter wavelength range, increase the gain and gain bandwidth, and increase the efficiency of the gyro-TWT. To search for the optimal configuration of the high-orbit gyro-TWT, the Gyro-K program was used, in which the equations for the excitation of an irregular waveguide by an electron beam are constructed on the basis of the coordinate transformation method of A.G. Sveshnikov, which is based on replacing the problem of exciting an irregular waveguide with the problem of exciting a regular waveguide with a unit radius. This method allows one to search for the solution of wave equations in the form of expansions in terms of the system of basis functions of a regular cylindrical waveguide. To solve Maxwell's equations, the Galerkin method was used, which is also called the orthogonalization method. The coefficients of the expansion of the field in terms of eigenbasis functions are determined in this method from the condition of the orthogonality of the residuals of the equations for the eigenbasis functions of a regular waveguide. The boundary conditions at the open ends of the waveguide are determined for each mode of the regular waveguide separately, which eliminates the incorrectness of setting the boundary conditions for the full field, as is the case when using the “pic” technology. As a result, we obtain a system of ordinary differential equations for the expansion coefficients, which now depend only on the longitudinal coordinate. This approach makes it possible to transform the three-dimensional problem of excitation of an irregular waveguide into a one-dimensional problem. Ohmic losses in the walls of the waveguide are taken into account on the basis of the Shchukin – Leontovich boundary conditions. For a self-consistent solution of the problem of excitation of an irregular waveguide by an electron beam, the iterative method of sequential lower relaxation was used. An optimized version of a high-orbit gyro-TWT has been obtained, which has an electronic efficiency of 28 %, a wave efficiency of 23 %, a gain of 34 dB and a gain band of 11 % at an operating frequency of more than 30 GHz. This was achieved by introducing an additional conducting section of the waveguide into the absorbing part of the waveguide, which led to an improvement in the azimuthal grouping of electrons in the Larmor orbit and, as a consequence, to an increase in the lamp efficiency. A twofold increase in the waveguide length made it possible to increase the lamp gain. Ohmic energy losses in the walls of the waveguide reach 5 % of the power of the electron beam. The implementation of such a powerful gyro-TWT (2 MW) in the millimeter wavelength range will significantly increase the capabilities of radar at long distances and increase the resolution of the radar.

Keywords: gyrotron, traveling-wave tube (TWT).

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Kolosov S.V., Shatilova O.O. Powerful high-orbit gyro-TWT. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 45-51.

Введение

В настоящее время большой интерес вызывает возможность создания генераторов и особенно усилителей миллиметрового диапазона длин волн. Наиболее перспективными для этого представляются гирорезонансные приборы, которые обладают еще и большой выходной мощностью электромагнитного сигнала.

Возможности гирорезонансных приборов достаточно подробно описаны в обзоре [1] и статье [2]. Некоторые варианты реализации высокогармонических гиротронов с большими орбитами приведены в [3]. В таких приборах электроны вращаются вокруг оси прибора и взаимодействие электронов осуществляется с электромагнитными волнами с ненулевым азимутальным индексом, который и определяет номер гармоники от циклотронной частоты вращения электронов. В указанной работе приведены данные о высокоорбитных гиротронах,

работающих на 2, 3 и 4-й гармониках гирочастоты. Однако КПД таких приборов не превышал 1 % от мощности электронного потока, но при этом появилась возможность существенно, в 2, 3, 4 раза, уменьшить значение магнитостатического поля. В работе [4] приведен вариант создания высокоорбитной гиро-ЛБВ, работающей на 8-й гармонике гирочастоты. КПД такой лампы не превышал 1 %, коэффициент усиления составлял всего 10 ДБ, полоса усиления 4,3 % и выходная мощность 500 Вт. В работе [5] приведены результаты расчетов высокоорбитной гиро-ЛБВ, работающей на четвертой гармонике гирочастоты и рабочей частоте 35 ГГц. Было показано, что электронный КПД может достигать 19 % при полосе усиления 3,5 % и длине лампы 125,6 рад. В центральной части волновода располагался участок с поглощающим электромагнитные волны покрытием. В работе [6] приведен пример разработки гиро-ЛБВ на частоту, близкую к 100 ГГц, с коэффициентом усиления 49 ДБ и КПД около 20 %.

Создание мощных усилителей миллиметрового диапазона длин волн позволит существенно увеличить возможности радиолокации на дальних расстояниях и повысить разрешающую способность радиолокаторов.

Результаты расчета гиро-ЛБВ

Расчеты гиро-ЛБВ проводились с использованием программы Gyro-K [7]. Математическая модель процессов, происходящих в электронных приборах с нерегулярным волноводом, основана на методе преобразования координат А. Г. Свешникова [8], который позволяет проводить замену задачи возбуждения нерегулярного волновода задачей возбуждения регулярного волновода с единичным радиусом. Описание математической модели процессов в гиро-ЛБВ дано в работах [9–11]. Для повышения коэффициента усиления была вдвое увеличена длина лампы по сравнению с вариантом, приведенным в [5]. Кроме того, участок волновода с поглощающим покрытием разбивался на два участка, что позволило повысить КПД за счет улучшения фазовой группировки электронов, так как образовывался небольшой участок волновода где осуществлялась дополнительная фазовая группировка электронного потока. Для повышения КПД лампы магнитостатическое поле в конце волновода понижалось для сохранения условий синхронизма электронного потока с вращающимся электромагнитным полем волны H_{41} , так как при отборе поперечной энергии у вращающегося вокруг оси электронного потока он переходит на более низкую орбиту и начинает вращаться с большей поперечной скоростью, а понижающееся магнитостатическое поле сохраняет азимутальную скорость электронного потока и поддерживает условия синхронизма электронного потока с вращающимся электромагнитным полем волновода. В программе Gyro-K все расчеты проводятся в нормированных параметрах, что позволяет распространять результаты этих расчетов на любой частотный диапазон. Частота учитывается только при расчете потерь мощности в стенках волновода. При расчете данной гиро-ЛБВ основные потери энергии высокочастотных волн происходят из-за наличия поглощающих вставок в стенках волновода, но они обеспечивают поглощение встречной волны, что устраняет возможность автогенерации ЛБВ.

В результате поиска оптимальной конструкции гиро-ЛБВ по значениям радиуса волновода, магнитостатического поля, тока электронного потока, питч фактора и ускоряющего напряжения были получены следующие параметры гиро-ЛБВ: ускоряющее напряжение 103 Кв ($\beta_0 = 0,5542$), электронный ток 87А ($\sigma = 0,0646$), питч фактор 1,447, нормированный радиус

волновода $g = \frac{2\pi b}{\lambda_0} = 5,4332$, магнитостатическое поле $F = \frac{\mu_0 e H_z^0(z)}{\omega_0} = \frac{1,7588 \cdot 10^{11} B_0 [T]}{2\pi f_0 [Hz]} = 0,28012$,

коэффициент усиления $K_{yc} = 34$ Дб. Интегральные характеристики данной гиро-ЛБВ приведены на рис. 1.

На кривой 2 (профиль волновода) серым цветом отмечены области волновода с поглощающим покрытием.

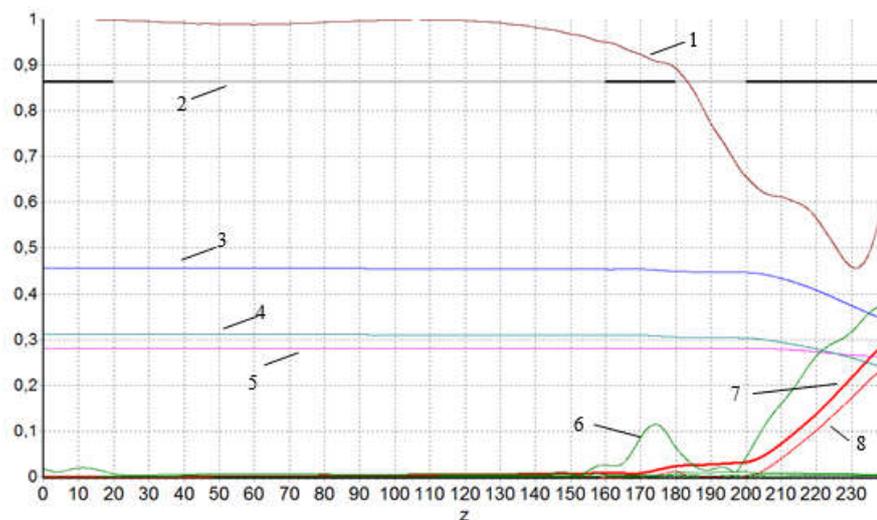


Рис. 1. Здесь: 1 – функция группировки по первой гармонике рабочей частоты, 2 – профиль волновода $g/(2\pi)$, 3 – среднее значение поперечной скорости электронов, 4 – среднее значение радиуса вращения электронов, 5 – нормированное значение магнитоэстатического поля, 6 – нормированное значение амплитуды электромагнитной волны H_{41} , 7 – электронный КПД, 8 – волновой КПД

Fig. 1. Here: 1 – function of grouping by the first harmonic of the operating frequency, 2 – waveguide profile $g/(2\pi)$, 3 – the average value of the transverse electron velocity, 4 – the average value of the electron rotation radius, 5 – the normalized value of the magnetostatic field, 6 – the normalized value of the electromagnetic wave amplitude H_{41} , 7 – electronic efficiency, 8 – wave efficiency

Из рис. 2 следует, что полоса усиления данной gyro-ЛБВ составляет 11 %, но при этом потери мощности достигают 5 % от мощности электронного потока.

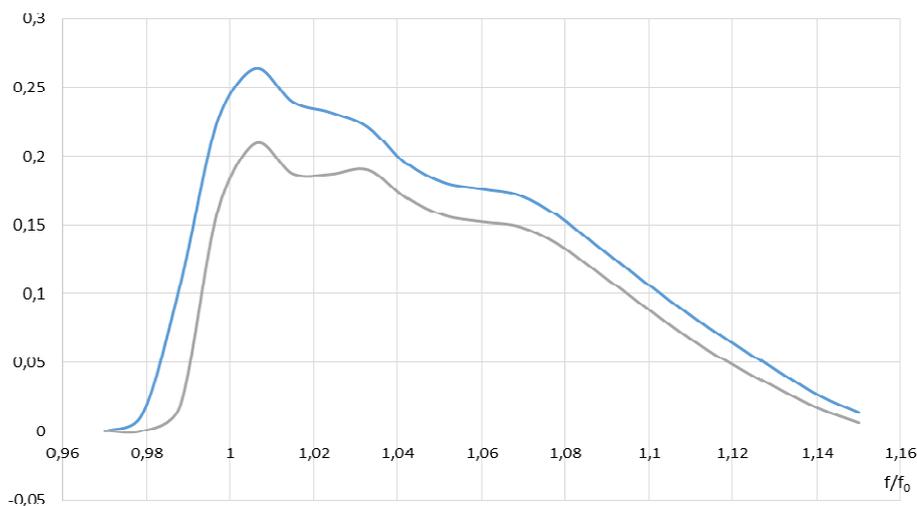


Рис. 2. Частотная характеристика gyro-ЛБВ, сверху электронный КПД, снизу волновой КПД

Fig. 2. Frequency response of gyro-TWT, top electronic efficiency, bottom wave efficiency

На рис. 3 показано, что максимальное значение напряженности электромагнитного поля наблюдается только в конце волновода.



Рис. 3. Распределение модуля напряженности электромагнитного поля в продольном сечении волновода

Fig. 3. Module distribution of electromagnetic field in the longitudinal cross section of the waveguide

Белым пунктирным цветом на рис. 4 показана окружность начального распределения электронов в высокоорбитной ЛБВ.

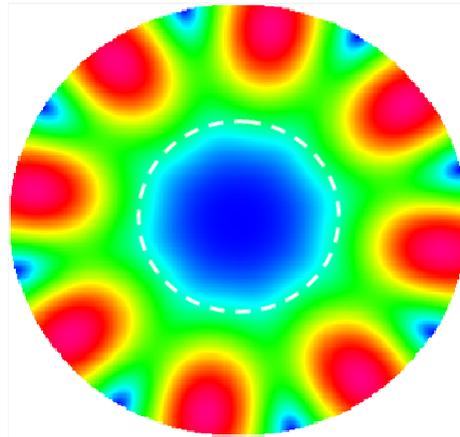


Рис. 4. Поперечное распределение модуля напряженности электромагнитного поля в конце волновода моды H_{41}
Fig. 4. Transverse distribution of the electromagnetic field intensity modulus at the end of the waveguide mode H_{41}

Следует отметить, что наблюдается формирование двух фазовых пакетов электронов в средней части лампы, что может сказаться на появлении излучения на второй гармонике рабочей частоты (рис. 5, 6).

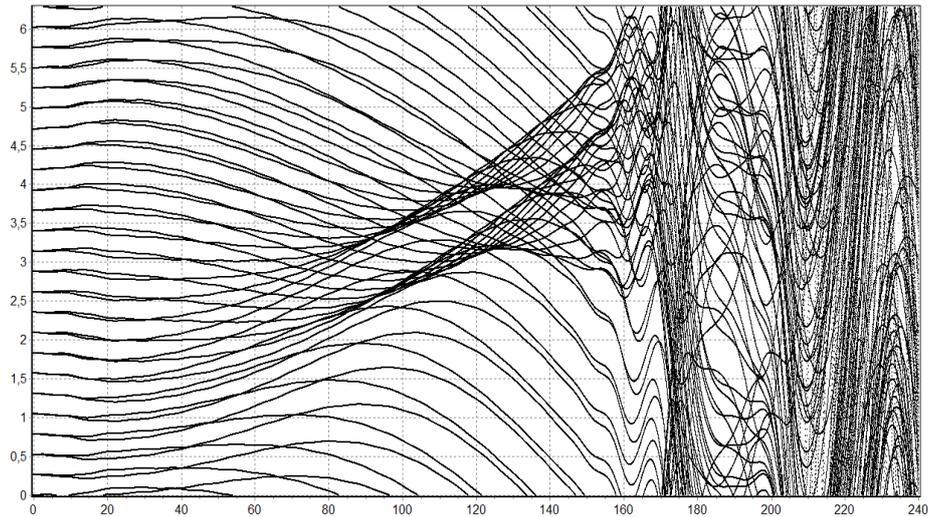


Рис. 5. Фазовые траектории электронов
Fig. 5. Phase trajectories of electrons

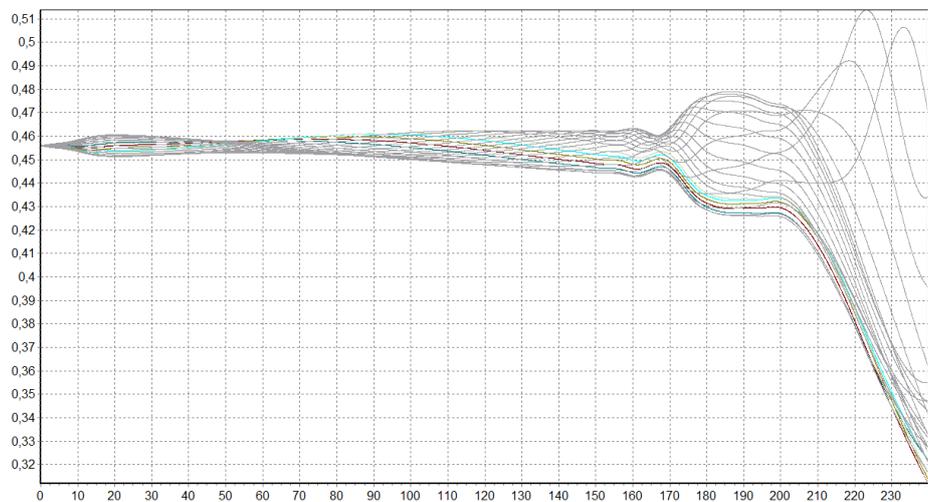


Рис. 6. Поперечные нормированные скорости электронов
Fig. 6. The normalized transverse velocity of electrons

Заключение

В отличие от описанного в [5] варианта высокоорбитной giro-ЛБВ, в статье приведен более эффективный вариант высокоорбитной giro-ЛБВ, которая обладает электронным КПД 28 %, волновым КПД 23 %, коэффициентом усиления 34 Дб и полосой усиления 11 %. Это было достигнуто за счет введения дополнительного проводящего участка волновода в поглощающую часть волновода, что привело к улучшению азимутальной группировки электронов на ларморовской орбите, и увеличением в два раза длины волновода, что позволило увеличить коэффициент усиления лампы. Омические потери энергии в стенках волновода достигают 5 % от мощности электронного потока. Реализация такой мощной giro-ЛБВ (2 Мвт) в диапазоне частот, близких к миллиметровому диапазону длин волн, позволит существенно увеличить возможности радиолокации на дальних расстояниях и повысить разрешающую способность радиолокаторов. Основным недостатком высокоорбитных giro-ЛБВ является существенное понижение коэффициента связи электронного потока с электромагнитными волнами волновода при больших азимутальных индексах ТЕ волн, что приводит к значительному повышению требуемого для эффективной работы таких ламп тока электронного потока. Поэтому приемлемый компромисс возможен только при азимутальном индексе волны, равном двум.

Список литературы

1. Thumm M. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. *KIT Scientific Reports* 7750; 2017: 183.
2. Zapevalov V.E. Evolution of the gyrotrons. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 2012;54(8-9):507-518.
3. Furuno D.S., MkDermott, Kou C.S., Luhmann N.C. Operation of a Large-Orbit High-Harmonic Gyro-Traveling-Wave Tube Amplifier. *IEEE Transaction on Plasma Science*. 1990;18(3):313-320.
4. Bandurkin I.V., Bratman V.L., Kalynov Yu.K., Osharin I., Terahertz Large-Orbit High-Harmonic Gyrotron at IAP RAS: Recent Experiment and New Designs. *IEEE Transaction on Electron Devices*. February 2018;(99):1-7.
5. Колосов С.В. Сравнение возможностей высокоорбитной giro-ЛБВ и пениотронного усилителя на Н₄₁ моде. *Доклады БГУИР*. 2013;7(77):90-95.
6. Xu Zeng, Efeng Wang, Jinjun Feng, A Study of W-band TE₀₂ mode gyro-TWT. *Terahertz Science and Technology*. December 2016;9(4):141-142.
7. Колосов С.В., Зайцева И.Е. Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ. *СВЧ электроника*. 2017;2:46-48.
8. Свешников А.Г. К обоснованию метода расчета распространения электромагнитных колебаний в нерегулярных волноводах. *Журнал вычислительной математики и математической физики*. 1963;3(2):314-326.
9. Kolosov S.V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide. *LAP LAMPERT Academic Publishing RU*. 2019: 192.
10. Колосов С.В., Кураев А.А., Сенько А.В. Уравнения возбуждения нерегулярных волноводов с конечной проводимостью стенок. *Техника и приборы СВЧ*. 2009;2:8-13.
11. Кураев А.А., Ковалев И.С., Колосов С.В. *Численные методы оптимизации в задачах электроники СВЧ*. Минск: Наука и техника; 1975.

References

1. Thumm M. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. *KIT Scientific Reports* 7750; 2017: 183.
2. Zapevalov V.E. Evolution of the gyrotrons. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 2012;54(8-9):507-518.
3. Furuno D.S., MkDermott, Kou C.S., Luhmann N.C. Operation of a Large-Orbit High-Harmonic Gyro-Traveling-Wave Tube Amplifier. *IEEE Transaction on Plasma Science*. 1990;18(3):313-320.
4. Bandurkin I.V., Bratman V.L., Kalynov Yu.K., Osharin I., Terahertz Large-Orbit High-Harmonic Gyrotron at IAP RAS: Recent Experiment and New Designs. *IEEE Transaction on Electron Devices*. February 2018;(99):1-7.
5. Kolosov S.V. Comparison of the capabilities of a high-orbit gyro-TWT and a peniotron amplifier on the Н₄₁ mode. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2013;7(77):90-95. (in Russ.)

6. Xu Zeng, Efeng Wang, Jinjun Feng, A Study of W-band TE₀₂ mode gyro-TWT. *Terahertz Science and Technology*. December 2016;9(4):141-142.
7. Kolosov S.V., Zaitseva I.E. [Computer program GYRO-K for the development and design of microwave gyroresonant devices]. *SVCH elektronika = Microwaveelectronics*. 2017;2:46-48. (in Russ.)
8. Sveshnikov A.G. [To substantiation of the method for calculating the propagation of electromagnetic oscillations in irregular waveguides]. *Zhurnal vychislitel'noj matematiki i matematicheskoy fiziki = Journal of Computational Mathematics and Mathematical Physics*. 1963;3(2):314-326. (in Russ.)
9. Kolosov S.V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide. *LAP LAMPERT Academic Publishing RU*. 2019: 192.
10. Kolosov S.V., Kuraev A.A., Senko A.V. [Excitation equations for irregular waveguides with finite wall conductivity]. *Tekhnika i pribory SVCH = UHF Technics and Devices*. 2009;2:8-13. (in Russ.)
11. Kuraev A.A., Kovalev I.S., Kolosov S.V. [Numerical optimization methods in microwave electronics problems]. Minsk: Science and Technology; 1975. (in Russ.)

Вклад авторов

Колосов С.В. поставил задачу по повышению электронного КПД в высокоорбитной гиро-ЛБВ с поглощающими электромагнитные волны участками волновода в гиротронах.

Шатилова О.О. произвела расчеты высокоорбитной гиро-ЛБВ по программе Gyro-K и показала указанные в заключении статьи результаты.

Authors' contribution

Kolosov S.V. set the task of increasing the electronic efficiency in a high-orbit gyro-TWT with sections of the gyrotron waveguide absorbing electromagnetic waves.

Shatilova O.O. performed the calculations of a high-orbit gyro-TWT using the Gyro-K program and showed the mentioned in the conclusion of the article results.

Сведения об авторах

Колосов С.В., д.ф.-м.н., профессор кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Шатилова О.О., старший преподаватель кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kolosov S.V., PhD, Professor at the Department of Computational Methods and Programming of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Shatilova O.O., Senior Lecturer at the Department of Computational Methods and Programming of the 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;
e-mail: kolosov@bsuir.by
Колосов Станислав Васильевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
e-mail: kolosov@bsuir.by
Kolosov Stanislav Vasil'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-52-60>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.375(07)

НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫЙ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

О.В. ДВОРНИКОВ¹, В.А. ЧЕХОВСКИЙ², В.Л. ДЯТЛОВ², А.В. КУНЦ^{2,3}, Н.Н. ПРОКОПЕНКО⁴

¹ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»
(г. Минск Республика Беларусь)

²Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
(г. Минск, Республика Беларусь)

³Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

⁴Донской государственный технический университет (г. Ростов-на-Дону, Россия)

Поступила в редакцию 9 февраля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. В статье рассмотрен мультидифференциальный операционный усилитель, названный ОАmp3, предназначенный для работы при температуре до минус 197 °С и разработанный на биполярных и полевых транзисторах, управляемых *p-n*-переходом, базового матричного кристалла МН2ХА030. Схемотехнические особенности ОАmp3 позволяют за счет применения различных цепей отрицательной обратной связи реализовать на одном усилителе необходимый для обработки сигнала набор функций: усиление (или преобразование ток – напряжение), фильтрацию, сдвиг постоянного уровня выходного напряжения. Выполненные измерения ОАmp3, включенного по схеме инструментального усилителя, показали, что все изготовленные изделия сохраняют свою работоспособность в диапазоне температур от минус 150 °С до 20 °С, а отдельные образцы – при минус 197 °С. Установлено, что основной причиной потери работоспособности ОАmp3 является увеличение сопротивления полупроводниковых резисторов почти в 5,4 раза при минус 197 °С по сравнению с нормальными условиями и уменьшение тока стока полевого транзистора, управляемого *p-n*-переходом. Совместно указанные факторы приводят к уменьшению тока потребления ОАmp3 почти в 31 раз при минус 180 °С по сравнению с нормальными условиями. Для уменьшения температурной зависимости тока потребления и, таким образом, сохранения работоспособности ОАmp3 при низких температурах без изменений технологического маршрута изготовления интегральных микросхем предложено заменить высокоомные полупроводниковые резисторы на «пинч-резисторы», сформированные на малосигнальном *p*-канальном полевом транзисторе, управляемом *p-n*-переходом. В статье приведена схема включения ОАmp3 в виде инструментального усилителя, методика и результаты низкотемпературных измерений экспериментальных образцов.

Ключевые слова: операционный усилитель, криогенная электроника, базовый матричный кристалл, аналоговый интерфейс датчиков.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Кунц А.В., Прокопенко Н.Н. Низкотемпературный мультидифференциальный операционный усилитель. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 52-60.

LOW TEMPERATURE MULTI-DIFFERENTIAL OPERATIONAL AMPLIFIER

OLEG V. DVORNIKOV¹, VLADIMIR A. TCHEKHOVSKI², VALIANTSIN L. DZIATLAU²,
ALIAKSEI V. KUNTS^{2,3}, NIKOLAY N. PROKOPENKO⁴

¹*Minsk Research Instrument-Making Institute JSC (MNIPI JSC) (Minsk, Republic of Belarus)*

²*Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)*

³*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*

⁴*Don State Technical University (Rostov-on-Don, Russia)*

Submitted 9 February 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A multi-differential operational amplifier, called OAmpl3, designed for operation at temperatures up to minus 197 °C and developed on bipolar transistors and junction field-effect transistors of the master slice array MH2XA030, is considered in the article. The circuitry features of the OAmpl3 allow, due to the use of various negative feedback circuits, to implement a set of functions necessary for signal processing on a single amplifier: amplification (or current – voltage conversion), filtering, shift of the constant output voltage level. The performed measurements of OAmpl3, connected as instrumentation amplifier circuit, showed that all manufactured products retain their performance in the temperature range from minus 150 °C to 20 °C, and individual samples – at minus 197 °C. It was found that the main reason for the loss of OAmpl3 performance is an increase of the resistance of semiconductor resistors by almost 5.4 times at minus 197 °C compared to normal conditions and decrease in the junction field-effect transistor drain current. Together, these factors lead to decrease in the current consumption of the OAmpl3 by almost 31 times at minus 180 °C compared to normal conditions. To reduce the temperature dependence of the current consumption and, thus, save the OAmpl3 operability at low temperatures without changing the technological route of integrated circuits manufacturing, it is proposed to replace high-resistance semiconductor resistors with “pinch-resistors” formed on a small-signal *p*-junction field-effect transistor. The article presents the OAmpl3 connection circuit in the form of an instrumental amplifier, the method and results of low-temperature measurements of experimental samples.

Keywords: operational amplifier, cryogenic electronics, master slice array, sensor analog interface.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Kunts A.V., Prokopenko N.N. Low temperature multi-differential operational amplifier. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 52-60.

Введение

Для предварительной обработки сигналов чувствительных элементов (ЧЭ) датчиков в космических аппаратах часто необходимы аналоговые интерфейсы, сохраняющие свою работоспособность при воздействии крайне низкой температуры, которая может изменяться в широком диапазоне, например, от минус 47 °C на поверхности Марса до минус 229 °C на Плутоне [1]. Такие аналоговые интерфейсы обычно должны преобразовывать сигнал ЧЭ датчика в напряжение, уменьшать уровень шумов с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) и обеспечивать передачу сигнала по кабелю в подогреваемую часть космического аппарата для дальнейшей цифровой обработки.

В зависимости от конструкции, ЧЭ датчиков обладают малым или большим внутренним сопротивлением, при этом аналоговые интерфейсы должны содержать соответственно усилитель напряжения или преобразователь ток (заряд) – напряжение.

Выполненные работы по созданию аналоговых интерфейсов датчиков в виде гибридных и интегральных микросхем (ИМС) [2–5] позволили установить, что наилучшим сочетанием параметров характеризуются ИМС, реализованные на комплементарных полевых транзисторах, управляемых *p-n*-переходом (complementary junction field-effect transistor, CJFET) [5].

Однако относительно невысокая потребность в криогенных аналоговых микросхемах приводит к чрезмерно большим затратам на изготовление и обеспечение воспроизводимости параметров CJFET ИМС и стимулирует поиск иных способов изготовления таких изделий.

Одним из решений указанной проблемы является изучение возможности проектирования криогенных аналоговых ИМС на базовых матричных кристаллах (БМК), предназначенных для реализации аналоговых микросхем, например, на БМК МН2ХА030 [6, 7]. Причем в качестве основного компонента аналогового интерфейса целесообразно выбрать мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) [8], позволяющий за счет применения различных цепей отрицательной обратной связи реализовать на одном МОУ необходимый для обработки сигнала ЧЭ набор функций: усиление (или преобразование ток – напряжение), ФНЧ, сдвиг постоянного уровня выходного напряжения.

Целью статьи является рассмотрение результатов разработки на БМК МН2ХА030 МОУ, предназначенного для работы при температуре до минус 197 °С.

Методика проведения эксперимента

Для понимания методик и результатов экспериментальных исследований кратко рассмотрим особенности схемы МОУ, в которой применены схемотехнические решения, подобные низкотемпературному операционному усилителю [3].

ОАmp3 состоит из трех усилительных каскадов. В первом каскаде, выполненном по схеме перегнутого каскада с *n-p-n*-транзисторами с общей базой (ОБ), применяется суммирование токов стока двух входных дифференциальных каскадов (ДК) на JFET. Вторым усилительным каскадом является ДК на JFET с нагрузкой в виде «токового зеркала» на *n-p-n*-транзисторах. Третий усилительный каскад образует *n-p-n*-транзистор с общим эмиттером и нагрузкой в виде JFET. Выводы SW1, SW2 используются в выходном двухтактном эмиттерном повторителе для реализации схемы составного (если выводы SW1, SW2 оборваны) или обычного (если выводы SW1, SW2 соединены с OUT) биполярного транзистора. Соединение выводов SW1, SW2 с OUT уменьшает ток потребления и нагрузочную способность ОАmp3. Как показывают результаты моделирования, нагрузочная способность ОАmp3 достаточна в широком диапазоне температур, и только при температуре менее минус 150 °С необходимо разъединять SW1, SW2 с OUT.

Наиболее сильно на статические параметры криогенных аналоговых схем на биполярных транзисторах и JFET влияет значительное падение при температуре минус 197 °С коэффициента усиления базового тока β , величина которого для транзисторов БМК становится менее 3. В усилительных каскадах разработанного МОУ *n-p-n*-транзисторы применяются в основном в схеме с ОБ и «токовым зеркале», где низкотемпературное падение β незначительно влияет на статические параметры, а в выходном каскаде для увеличения нагрузочной способности применяется схема составного транзистора.

Полупроводниковые пластины с экспериментальными образцами МОУ были изготовлены в ОАО «Интеграл», а кристаллы собраны в 48-выводные металло-керамические корпуса Н16.48-1ВН. Низкотемпературные измерения проводились на установке, подробно рассмотренной в [9]. Измеряемые образцы располагались в металлическом стакане, помещаемом в жидкий азот с помощью штанги, через которую проходили соединительные кабели для подключения к измерительным приборам. Измеренные данные поступали на персональный компьютер через интерфейс стандарта RS-232. Для контроля температуры была использована термопара типа М по ГОСТ-Р 8.585–2001 (Медь/Копель), расположенная около измеряемых образцов. Температура регистрировалась по методике «компенсации холодного спая», при которой свободный конец термопары располагался в стакане с водой и плавающим льдом. Термоэлектродвижущая сила термопары фиксировалась вольтметром В7-65 и передавалась на компьютер через интерфейс RS-232.

Для измерений применялись: осциллограф ТЕК МДО3052, генератор ТЕК АFG3152С, источник питания Agilent 33250А, аттенуатор с ослаблением сигнала в 40 дБ. МОУ при измерениях был включен по схеме инструментального усилителя (ИУ), как показано на рис. 1.

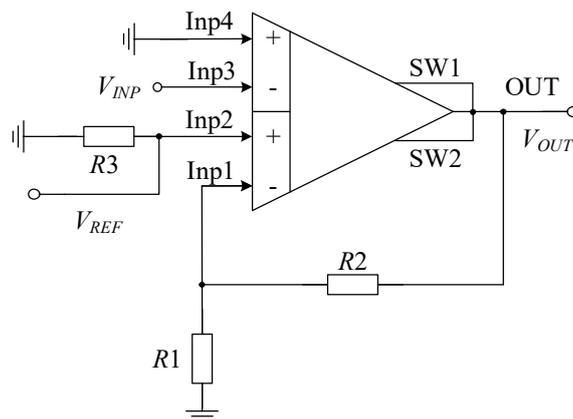


Рис. 1. Схема включения МОУ при низкотемпературных измерениях. $R_1=R_3=1,18$ кОм, $R_2=120$ кОм
Fig. 1. Connection scheme of the MOA during low-temperature measurements. $R_1=R_3=1.18$ kOhm, $R_2=120$ kOhm

Измерения выполнялись в следующей последовательности:

1. При соединенных между собой выводах SW1, SW2, OUT (рис. 1) проверялось функционирование ИУ в режиме холостого хода, без напряжения (V_{REF}) на входе Inp2 и подаче на вход Inp3 синусоидального напряжения (V_{INP}) с частотой 100 Гц и размахом (от пика до пика) 10 мВ.

2. Подавая постоянное напряжение V_{REF} , устанавливался уровень постоянного выходного напряжения ИУ около нуля, регистрировался ток потребления I_{CC} , определялся коэффициент усиления напряжения K_V как отношение выходного и входного синусоидального напряжения, рассчитывалось напряжение смещения нуля $V_{OFF} = V_{REF}/K_V$.

3. Определялось минимально допустимое входное ($V_{INP_{MIN}}$) и максимально допустимое выходное ($V_{OUT_{MAX}}$) напряжение.

4. При изменении частоты входного сигнала измерялась амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), т. е. зависимость V_{OUT} от частоты при $V_{INP} = 10$ мВ.

5. Величины K_V и $V_{OUT_{MAX}}$ определялись при заданном сопротивлении нагрузки R_L , подключенной к выходу OUT.

Результаты и их обсуждение

Измерения по пп. 1–5 были выполнены для трех образцов в диапазоне температур от 25 °С до минус 197 °С. Было установлено, что все образцы сохраняют свою работоспособность до температуры минус 150 °С. Повторно проведенные измерения при разъединенных выводах SW1, SW2, OUT выявили один образец ИУ, работоспособный при минус 197 °С. Основные результаты измерений при напряжении питания ± 5 В показаны на рис. 2–6.

По-мнению авторов, все особенности параметров разработанного МОУ при низких температурах, а именно: отсутствие работоспособности некоторых образцов при минус 197 °С, слабое влияние коммутации выводов SW1, SW2 на нагрузочную способность, меньшая по сравнению с нормальными условиями полоса пропускания, несмотря на теоретическое уменьшение емкостей всех обратных смещенных $p-n$ -переходов с уменьшением температуры, обусловлены значительным уменьшением тока потребления при низких температурах.

При схемотехническом моделировании OAmr3 в LTSpice применялись Spice-модели транзисторов, удовлетворительно описывающие изменение вольт-амперных характеристик (ВАХ) до минус 197 °С. В то же время применялась типовая модель полупроводникового резистора с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), равным 0,00196, который приводит к уменьшению сопротивления при минус 197 °С на 57,5 % по сравнению с 20 °С. Однако измерения сопротивления тестового 18 кОм резистора, расположенного на кристалле БМК МН2ХА030, показали, что уменьшение сопротивления резистора происходит ориентировочно до температуры минус 60 °С, затем сопротивление начинает увеличиваться, а ниже минус 120 °С начинается резкий рост, который приводит

к увеличению сопротивления в 5,4 раза при минус 197 °С по сравнению с нормальными условиями. Такая немонотонная и резкая температурная зависимость сопротивления не учитывалась при моделировании.

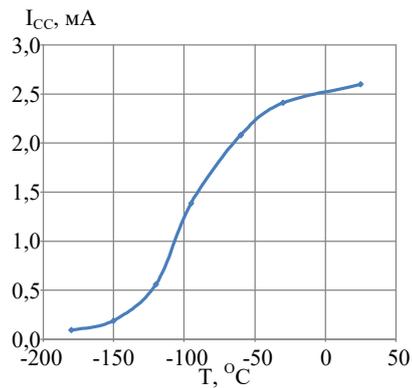


Рис. 2. Зависимость среднего значения тока потребления МОУ в режиме холостого хода от температуры
Fig. 2. Dependence of the average value of the current consumption of the MOA in the idling mode on the temperature

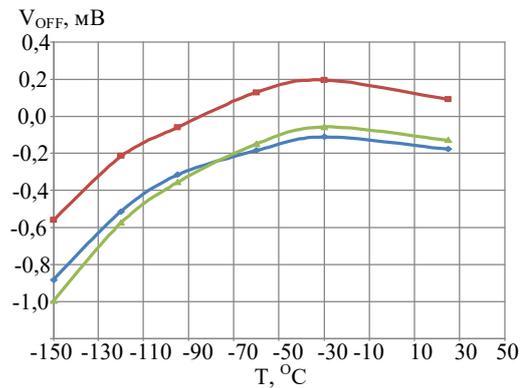


Рис. 3. Зависимость напряжения смещения нуля трех образцов МОУ от температуры
Fig. 3. Dependence of the offset voltage of three samples of MOA on the temperature

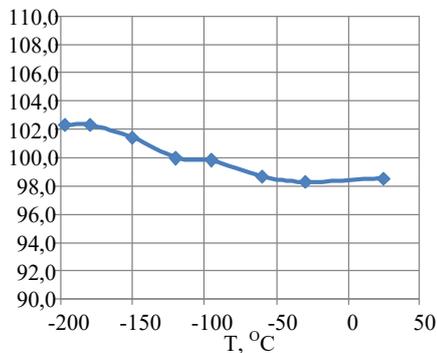


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления напряжения ИУ в режиме холостого хода от температуры для образца № 1
Fig. 4. Dependence of the voltage gain of the instrumentation amplifier in the idling mode on temperature for sample № 1

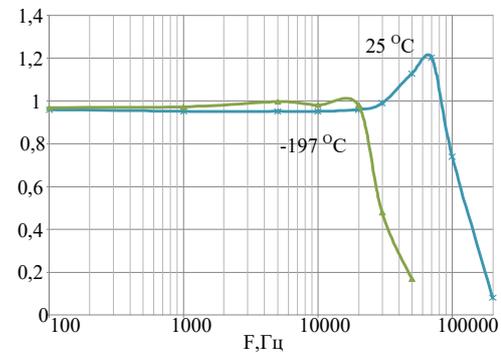


Рис. 5. АЧХ ИУ при разных температурах для образца № 1
Fig. 5. Frequency response of the instrumentation amplifier at different temperatures for sample № 1

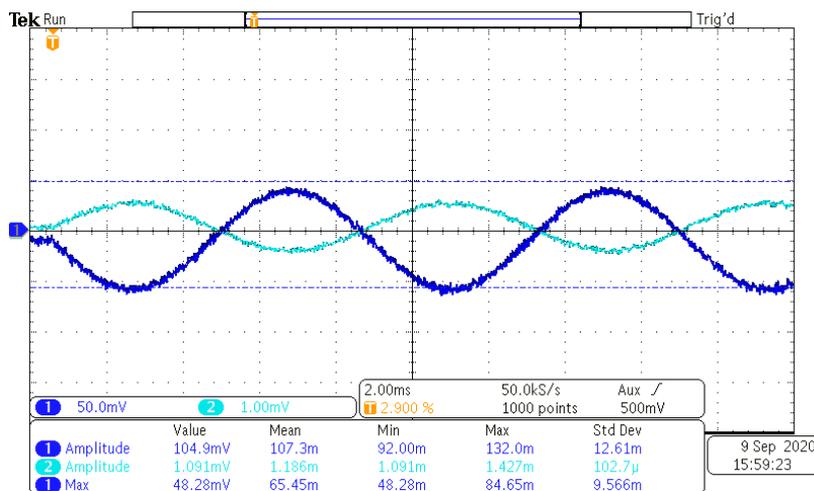


Рис. 6. Осциллограммы входного (2) и выходного (1) напряжения ИУ для образца № 1 при температуре минус 180 °С и 64-кратном усреднении выходного сигнала
Fig. 6. Oscillograms of the input (2) and output (1) voltage of the instrumentation amplifier for sample № 1 at a temperature of minus 180 °С and 64-fold averaging of the output signal

Резкое увеличение сопротивления резисторов совместно с уменьшением тока стока *p*-JFET при низких температурах приводит к падению тока потребления и потере

работоспособности образцов. Данное утверждение подтверждает сравнение результатов измерений тока потребления МОУ с моделированием, показанное на рис. 7. При моделировании с типовым ТКС ток потребления при минус 180 °С составляет около 490 мкА, что обеспечивает функционирование МОУ. При учете реального ТКС резисторов ток потребления при минус 180 °С составляет 180 мкА, при этом ток в некоторых цепях МОУ не превышает 2 мкА. Для уменьшения температурной зависимости тока потребления необходимо применять внешние или полупроводниковые резисторы с малым ТКС.

При выборе типа резисторов необходимо учитывать ряд факторов. Так, применение внешних резисторов приведет к необходимости гибридного исполнения микросхемы, существенному увеличению материальных затрат на изготовление и снижению надежности микросхемы.

Чаще всего минимальные значения ТКС полупроводниковых резисторов обеспечиваются при их формировании на сильнолегированных слоях. В то же время известные зависимости ТКС полупроводниковых резисторов от концентрации примеси приведены для температуры более минус 70 °С [10], и их справедливость при более низких температурах не очевидна. С другой стороны, применение сильнолегированных слоев для формирования высокоомных резисторов (от 40 до 100 кОм), использованных в OAmр3, приведет к неоправданному росту площади кристалла в заказных ИМС и невозможно для БМК.

По указанным причинам авторами изучена возможность применения в низкотемпературных схемах так называемых «пинч-резисторов», представляющих собой JFET с соединенными выводами затвора и истока и работающими при малом напряжении сток–исток V_{DS} в линейной области ВАХ. Конечно, «пинч-резисторы» характеризуются значительной нелинейностью ВАХ, и условие $|V_{DS}| \ll |V_{TH}|$ должно выполняться во всем температурном диапазоне.

Особенности применения полупроводниковых и «пинч-резисторов» иллюстрируют экспериментальные данные, показанные на рис. 8. Как следует из рис. 8, температурное изменение сопротивления «пинч-резистора» значительно меньше, чем полупроводникового, а влияние нелинейности ВАХ на параметры МОУ можно уменьшить за счет последовательного соединения нескольких «пинч-резисторов» и уменьшения таким образом падения напряжения на каждом из них.

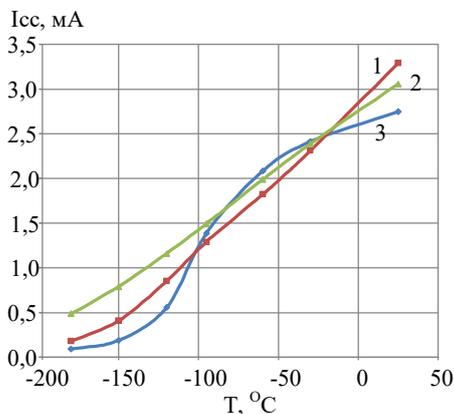


Рис. 7. Зависимость тока потребления в режиме холостого хода от температуры: 1 – моделирование с реальным ТКС; 2 – моделирование с типовым ТКС; 3 – измерения

Fig. 7. Dependence of current consumption in the idling mode on temperature: 1 – simulation with real temperature coefficient of resistance (TCR); 2 – simulation with a typical TCR; 3 – measurements

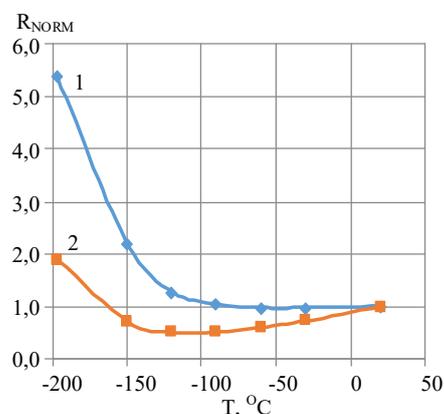


Рис. 8. Температурная зависимость сопротивления относительно его величины при 20 °С:

1 – полупроводникового резистора с сопротивлением 18 кОм; 2 – «пинч-резистора» на малосигнальном *p*-JFET

Fig. 8. Temperature dependence of resistance relative to its value at 20 °С: 1 – semiconductor resistor with a resistance of 18 kOhm; 2 – “pinch-resistor” on a small-signal *p*-JFET

Для оценки возможности применения «пинч-резисторов» при проектировании низкотемпературных схем все резисторы в схеме МОУ OAmр3 были заменены на «пинч-резисторы», причем максимальное соответствие сопротивлений в старой и новой схеме было

достигнуто за счет последовательного и параллельного соединения одних и тех же малосигнальных *p*-JFET в «пинч-резисторе».

На рис. 9 приведены результаты моделирования тока потребления МОУ OAmр3 с полупроводниковыми и «пинч-резисторами». Моделирование позволило установить, что применение «пинч-резисторов» обеспечило практически такой же ток потребления МОУ в нормальных условиях, как и при использовании полупроводниковых резисторов с реальным ТКС (различие не превышает 3,5 %), но увеличение тока потребления в 2,2 раза при температуре минус 180 °С, т. е. требуемый эффект увеличения тока потребления при низких температурах.

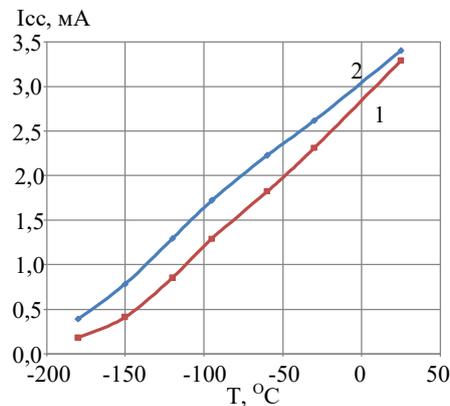


Рис. 9. Зависимость тока потребления МОУ в режиме холостого хода от температуры для различных конструкций резисторов: 1 – полупроводниковые резисторы с реальным ТКС; 2 – «пинч-резисторы»
Fig. 9. Dependence of the current consumption of the MOA in the idling mode on the temperature for various types of resistors: 1 – semiconductor resistors with real TCR; 2 – “pinch-resistors”

Заключение

Для применения в аналоговых интерфейсах датчиков космической аппаратуры на базовом матричном кристалле МН2ХА030 разработан, изготовлен и экспериментально исследован мультидифференциальный операционный усилитель OAmр3.

Выполненные измерения OAmр3, включенного по схеме инструментального усилителя, показали, что все изготовленные изделия сохраняют свою работоспособность в диапазоне температур от минус 150 °С до 20 °С, а отдельные образцы – при минус 197 °С. Установлено, что основной причиной потери работоспособности OAmр3 является увеличение сопротивления полупроводниковых резисторов почти в 5,4 раза при минус 197 °С по сравнению с нормальными условиями и уменьшение тока стока JFET.

Для уменьшения температурной зависимости тока потребления и, таким образом, сохранения работоспособности OAmр3 при низких температурах без изменений технологического маршрута изготовления микросхем предложено заменить высокоомные полупроводниковые резисторы на «пинч-резисторы», сформированные на малосигнальном *p*-JFET. Как показало моделирование, применение «пинч-резисторов» обеспечивает практически такой же ток потребления OAmр3 в нормальных условиях, как и при использовании полупроводниковых резисторов, и увеличение тока потребления в 2,2 раза при температуре минус 180 °С, т. е. требуемый эффект увеличения тока потребления при низких температурах.

Список литературы

1. Patterson R.L., Elbuluk M., Hammoud A. Assessment of electronics for cryogenic space exploration missions. *Cryogenics*. 2006;46(2-3):231-236.
2. Дворников О.В., Прокопенко Н.Н., Пахомов И.В., Игнашин А.А., Бугакова А.В. Прецизионный радиационно-стойкий VIJFET операционный усилитель для низкотемпературных аналоговых интерфейсов датчиков. *Глобальная ядерная безопасность*. 2017;1(22):36-45.

3. Гулин А.И., Дворников О.В., Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В. Проектирование радиационно-стойких BiJFET операционных усилителей для работы в аналоговых интерфейсах датчиков при низких температурах. *Датчики и системы*. 2017;12:3-10.
4. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. Design of Low-Temperature DDOAs on the Elements of BiJFet Array Chip MH2XA030. *Serbian Journal Of Electrical Engineering*. June 2018;15(2):233-247.
5. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A.V., Maliy I.V. Cryogenic Operational Amplifier on Complementary JFETs. *Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2018)*, Kazan, Russia, September 14–17, 2018: 901-905.
6. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A. V., Dziatlau V.L. Basic Parameters and Characteristics of the Op-Amp Based on the BiJFet Array Chip MH2XA030 Intended for the Design of Radiation-Hardened and Cryogenic Analog ICs. *2018 14th International Scientific technical Conference On Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering (APEIE) – 44894*. Proceedings, Novosibirsk, Russia, October 2–6, 2018: 200-207. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545562.
7. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A.V., Dziatlau V.L. BiJFet Array Chip MH2XA030 – a Design Tool for Radiation-Hardened and Cryogenic Analog Integrated Circuits. *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, October 22–23, 2018, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EExPolytech.2018.8564415. WOS:000454986000003.
8. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Будяков П.С. Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом. *Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы*. 2014;2:51-62.
9. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N. The main characteristics of SiGe HBTs at low temperatures. *Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2016;66:87-96.
10. Зайцев Ю.В., Громов В.С., Григораш Т.С. *Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи*. Москва: Радио и связь; 1985.

References

1. Patterson R.L., Elbuluk M., Hammoud A. Assessment of electronics for cryogenic space exploration missions. *Cryogenics*. 2006;46(2–3):231-236.
2. Dvornikov O.V., Prokopenko N.N., Pahomov I.V., Ignashin A.A., Bugakova A.V. [Precision radiation hardened BIJFET operational amplifier for low temperature analog sensor interfaces]. *Globalnaya yadernaya bezopasnost*. 2017;1(22):36-45. (in Russ.)
3. Gulin A.I., Dvornikov O.V., Prokopenko N.N., Bugakova A.V. [Design of radiation-resistant BiJFET operational amplifiers for operation in analog sensor interfaces at low temperatures]. *Datchiki I systemy*. 2017;12:3-10. (in Russ.)
4. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. Design of Low-Temperature DDOAs on the Elements of BiJFet Array Chip MH2XA030. *Serbian Journal of Electrical Engineering*. June 2018;15(2):233-247.
5. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A. V., Maliy I. V. Cryogenic Operational Amplifier on Complementary JFETs. *Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2018)*, Kazan, Russia, September 14–17, 2018: 901-905.
6. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A. V., Dziatlau V.L. Basic Parameters and Characteristics of the Op-Amp Based on the BiJFet Array Chip MH2XA030 Intended for the Design of Radiation-Hardened and Cryogenic Analog ICs. *2018 14th International Scientific technical Conference On Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering (APEIE) – 44894*. Proceedings, Novosibirsk, Russia, October 2–6, 2018: 200-207. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545562.
7. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Prokopenko N.N., Bugakova A.V., Dziatlau V.L. BiJFet Array Chip MH2XA030 – a Design Tool for Radiation-Hardened and Cryogenic Analog Integrated Circuits. *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, October 22–23, 2018, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EExPolytech.2018.8564415. WOS:000454986000003.
8. Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Budyakov P.S. [Basic properties, parameters and basic circuits for switching on multi-differential operational amplifiers with a high-impedance node]. *Electronnaya technica. Seriya 2. Poluprovodnikoviye pribory*. 2014;2:51-62. (in Russ.)
9. Dvornikov O.V., Tchekhovski V.A., Dziatlau V.L., Prokopenko N.N. The main characteristics of SiGe HBTs at low temperatures. *Visnik Nacional'nogo tekhnichnogo universitetu Ukraini «KPI». Seriya Radiotekhnika. Radioaпаратobuduvannya*. 2016;66:87-96. (in Uk.)
10. Zajcev Y.V., Gromov V.S., Grigorash T.S. [*Poluprovodnikovye termoelektricheskie preobrazovateli*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1985. (in Russ.)

Вклад авторов

Дворников О.В. выполнил анализ современного состояния проблемы по теме работы, сформулировал цель и задачи исследований, осуществлял научное руководство.

Чеховский В.А. участвовал в разработке методик измерений параметров.

Дятлов В.Л. выполнял измерение параметров.

Кунц А.В. участвовал в разработке мультидифференциального операционного усилителя на базовом матричном кристалле МН2ХА030 и методик его измерений, выполнял измерение параметров и анализ полученных результатов.

Прокопенко Н.Н. участвовал в разработке схемы мультидифференциального операционного усилителя.

Authors' contribution

Dvornikov O.V. has analyzed the current state of the problem, formulated the goals and objectives of the work and acted as a scientific advisor.

Tchekhovski V.A. participated in the development of methods for measuring parameters.

Dziatlau V.L. performed measurement of parameters.

Kunts A.V. participated in the development of a multi-differential operational amplifier based on a master slice array МН2ХА030 and methods for its measurements, carried out the measurement of parameters and analysis of the results.

Prokopenko N.N. participated in the development of a multi-differential operational amplifier circuit.

Сведения об авторах

Дворников О.В., д.т.н., доцент, главный научный сотрудник ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт».

Чеховский В.А., заведующий лабораторией «Электронные методы и средства эксперимента» НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Дятлов В.Л., младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Кунц А.В., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, младший научный сотрудник лаборатории электронных методов и средств эксперимента НИУ «Институт ядерных проблем» Белорусского государственного университета.

Прокопенко Н.Н., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой информационных систем и радиотехники Донского государственного технического университета.

Information about the authors

Dvornikov O.V., D.Sc., Associate Professor, Chief Research Scientist of Minsk Research Instrument-Making Institute JSC (MNIPI JSC).

Tchekhovski V.A., Laboratory Manager of "Electronic Methods and Experiment Means" Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Dziatlau V.L., Junior Researcher at Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Kunts A.V., Postgraduate student at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Junior Researcher at Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of Research Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University.

Prokopenko N.N., D.Sc., Professor, Head of the Information Systems and Radioelectronics Department of Don State Technical University.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
tel. +375-44-726-30-92;
e-mail: serphentos.dwarf@gmail.com
Кунц Алексей Вадимович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-44-726-30-92;
e-mail: serphentos.dwarf@gmail.com
Kunts Aliaksei Vadimovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-61-69>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 338.45.01

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИТ ДЛЯ ВЫБОРА И ОЦЕНКИ ПОСТАВЩИКОВ МАТЕРИАЛОВ И КОМПЛЕКТУЮЩИХ ИЗДЕЛИЙ

Ю.Н. ГУЛЕВИЧ¹, Г.М. НАЛИВАЙКО²

¹Борисовский завод «Автогидроусилитель» (г. Борисов, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 24 марта 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Целью данной работы является применение информационных технологий в помощь управленческим решениям. Суть проблемы состоит в выборе поставщиков материалов и комплектующих изделий для предприятий машиностроения. Периодически, при осуществлении закупок, поставщики должны оцениваться по ряду критериев. Важность рейтинговой оценки обусловлена тем, что на современном рынке существует большое количество поставщиков одинаковых материальных ресурсов. Закупка осуществляется у наиболее конкурентоспособных поставщиков, постоянно подтверждающих свой статус надежного бизнес-партнера. На предприятии была разработана методика оценки поставщиков на основе системы управления базами данных Microsoft Office Access. MS Access работает в операционной среде Windows и позволяет организовать локальную базу данных (БД). Локальная БД Access имеет собственные таблицы, формы, отчеты и другие объекты БД организации с относительно небольшим объемом данных. С помощью методики балльной оценки поставщики ранжируются по их уровню надежности. Взаимоотношения прекращаются с тем поставщиком, который не соответствует требуемому уровню надежности. Таким образом, управленческие решения по логистике поставок получают инструмент повешения эффективности и результативности предприятия, достижения им рыночной устойчивости.

Ключевые слова: машиностроение, конкурентоспособность, методика, выбора, поставщики, оценка, надежность, управленческие решения, устойчивость.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гулевич Ю.Н., Наливайко Г.М. Перспективы применения ИТ для выбора и оценки поставщиков материалов и комплектующих изделий. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 61-69.

PROSPECTS FOR THE USE OF IT FOR THE SELECTION AND ASSESSMENT OF SUPPLIERS OF MATERIALS AND COMPONENTS

YURI N. HULEVICH¹, GALINA M. NALIVAIKO²

¹*Borisov Plant "Avtogydrousilitel" (Borisov, Republic of Belarus)*

²*Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)*

Submitted 24 March 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The purpose of this work is to use information technology to help management decisions. The crux of the problem is the choice of suppliers of materials and components for mechanical engineering companies. Periodically, in the procurement process, suppliers should be assessed on a number of criteria. The importance of rating is due to the fact that in today's market there are a large number of suppliers of the same material resources. Purchase is made from the most competitive suppliers, constantly confirming their status as a reliable business partner. The company developed a method of evaluating suppliers based on the system of management of the bases of the bath Microsoft Office Access. MS Access works in the Windows operating environment and allows users to organize a local database (DB). The local Access database has its own tables, forms, reports and other DB facilities of the organization with a relatively small amount of data. With the help of the scoring method, suppliers are ranked by their level of reliability. The relationship is terminated with a supplier that does not meet the required level of reliability. In this way, management solutions for logistics of supply receive a tool to hang the efficiency and get good results of the enterprise, to achieve its market stability.

Keywords: engineering, competitiveness, method choice, suppliers, score, reliability, management decisions, stability.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Hulevich Y.N., Nalivaiko G.M. Prospects for the use of IT for the selection and assessment of suppliers of materials and components. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 61-69.

Введение

В машиностроении организация-изготовитель технически-сложных изделий должна осуществлять закупку широкой номенклатуры материалов и комплектующих изделий. На современном рынке существует большое количество поставщиков одинаковых материальных ресурсов. Перед тем, как произвести закупку, следует решить непростую задачу выбора поставщика, а затем в процессе проведения закупок проводить оценку его деятельности. Важность выбора поставщика объясняется тем, что поставщик должен быть надежным партнером предприятия-покупателя в реализации его логистической стратегии. Организация должна обеспечить соответствие требованиям поставляемых извне материалов или комплектующих изделий (далее по тексту – продукции). Для выбора поставщика была разработана специальная система оценок, позволяющая ранжировать поставщиков и выбирать наиболее подходящего с точки зрения организации. Руководство по качеству для поставщиков материалов и комплектующих изделий размещено на сайте ОАО «Борисовский завод «Автогидроусилитель» (<https://agu.by/o-predpriyatii/kachestvo/>). Механизм использования методики оценки поставщиков раскрывается в настоящей статье.

Основная часть

Существуют различные методы оценивания внешних поставщиков [1]. В процессе оценки и их выбора организация должна оценить поставщика по важным критериям, таким как:

- 1) знание поставщиком основных принципов, которыми руководствуется организация-потребитель, и возможность для поставщика поддерживать взаимовыгодные отношения;
- 2) стабильность системы управления и надежная репутация поставщика у других потребителей;
- 3) наличие у поставщика производственных мощностей высокого технического уровня;
- 4) способность поставщика поставлять материальные ресурсы, отвечающие требованиям;
- 5) способность поставщика обеспечивать требуемый объем поставки продукции;
- 6) приемлемый для организации уровень цен на продукцию;
- 7) возможность осуществлять поставки в заданный срок;
- 8) транспортировка продукции от поставщика к потребителю с минимальными затратами [2].

Сложившиеся на предприятиях машиностроения системы закупок себя хорошо зарекомендовали. По мере развития организации и конкурентной среды возникает необходимость в пересмотре элементов данных систем, особенно взаимоотношений с поставщиками. Предприятия-покупатели производят оценку поставщиков в два этапа:

- 1) первичная оценка потенциального поставщика,
- 2) периодическая оценка в процессе осуществления закупок¹.

Специалист подразделения закупок по методике подсчитывает количество баллов, набранных поставщиком по каждому критерию с учетом коэффициентов весомости критерия. Наиболее часто используемые критерии оценки поставщиков:

- качество продукции, ее соответствие требованиям потребителя;
- цена продукции, ее уровень и стабильность;
- система расчетов за продукцию (предоплата, последующая оплата, продажа в рассрочку);
- сроки поставки, оперативность реагирования на запросы покупателя;
- удаленность поставщика от потребителя;
- наличие сертифицированной системы менеджмента качества;
- техническая, инженерная и производственная мощности. [3]

Шкала баллов для отнесения поставщика по результатам рейтинговой оценки к категории отличного, надежного, ненадежного или неудовлетворительного представлена в таблице 1.

Таблица 1. Шкала баллов для рейтинговой оценки
Table 1. Score scale for rating

Суммарная оценка в баллах, $\sum b$ Total score in points, $\sum b$	Оценка поставщика Supplier assessment	Категория поставщика Supplier category
$\sum b \geq 90$	Отличный	Основные (альтернативные) поставщики
$80 \leq \sum b < 90$	Надежный	
$55 \leq \sum b < 80$	Ненадежный	Альтернативные поставщики
$\sum b < 55$	Неудовлетворительный	–

Для подтверждения качества поставляемой продукции поставщик предоставляет своему потребителю: товарную или товарно-транспортную накладную; сертификат качества продукции; сертификат соответствия СМК поставщика стандартам ISO 9001², IATF 16949³.

¹ Гулевич Ю.Н., Наливайко Г.М. Особенности проведения оценки, выбора, мониторинга, результатов деятельности и повторной оценки внешних поставщиков в автомобилестроении. *Сучасний рух науки: тези доп. X міжнародної науково-практичної інтернет-конференції, 2–3 квітня 2020*. Дніпро: 2020; Т.1: 339-345.

² Системы менеджмента качества. Требования: СТБ ISO 9001-2015. Введ. 01.03.2016. Минск: БелГИСС; 2016: 36.

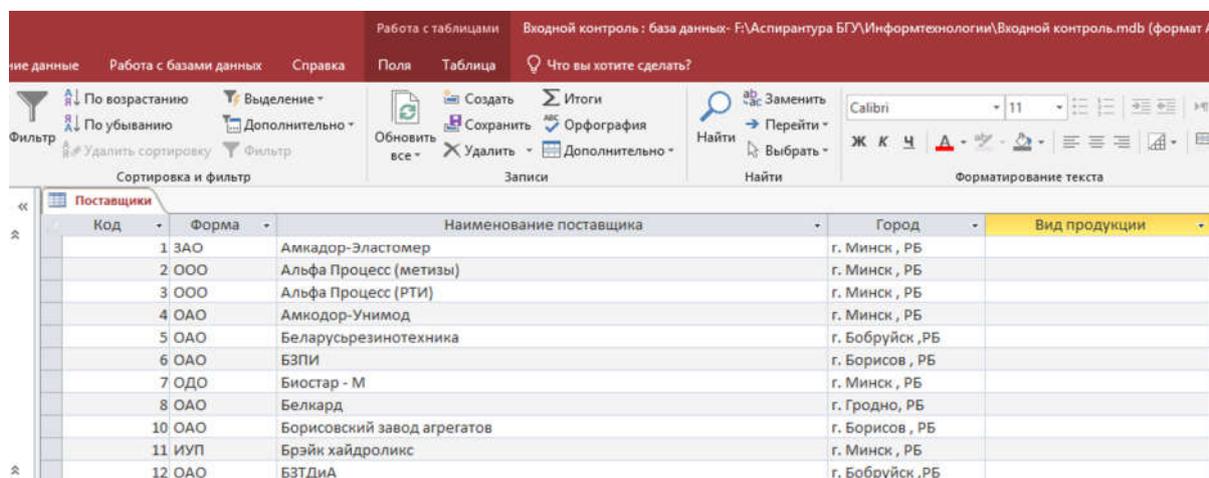
³ IATF 16949:2016 (RU) Стандарт системы менеджмента качества автомобильной промышленности. Фундаментальные требования к системе менеджмента качества для производств автомобильной промышленности и организаций, производящих соответствующие сервисные части.

Оценка поставщиков в организации осуществляется, как правило, один раз в квартал или один раз в полугодие.

Поставщики, набравшие максимальное количество баллов, вносятся в перечень основных (отличных и надежных) поставщиков с договорными отношениями не менее двух лет. Это те поставщики, кто на протяжении последнего года не имели нарушений исполнения договора. Остальных поставщиков вносят в перечень дополнительных. Поставщик ненадежный, если он имел существенные одно или два нарушения исполнения договоров. Неудовлетворительный поставщик тот, кто имел существенные три или более нарушения.

Оценку качества продукции производит подразделение, ответственное за закупку, на основании информации, получаемой от службы качества. Соответствующее программное обеспечение создается на основе Microsoft Office Access. Это система управления базами данных (СУБД) корпорации Microsoft, входящей в состав пакета Microsoft Office. Она имеет широкий спектр функций, связанные запросы, связь с внешними таблицами и базами данных (БД).

Основными компонентами Microsoft Office Access являются построитель таблиц, построитель экранных форм, построитель SQL-запросов, построитель отчетов, выводимых на печать. MS Access применима к приложениям, работающим с небольшими объемами данных и при небольшом числе пользователей, одновременно работающих с этими данными. В Access есть разнообразные шаблоны, которые можно использовать как есть или в качестве отправной точки. С помощью шаблона можно достаточно просто и быстро создать необходимую БД. Чтобы импортировать в Access данные из другой программы, создается БД без использования шаблона, используя собственные готовые или сформированные в других программах таблицы, формы, отчеты и другие объекты базы данных. Для извлечения информации из разных таблиц и сбора ее для отображения в виде отчета, в Access используют Запросы. Запрос используют для получения выборки, выполнения расчетов, объединения данных разных таблиц, для добавления, изменения или удаления данных. Ниже представлен порядок создания БД оценки поставщиков продукции для машиностроительной организации, у которой более 20 поставщиков различных комплектующих изделий. Вначале необходимо создать в программе Access таблицу «Поставщики» и импортировать в нее сведения о поставщиках (рис. 1).



Код	Форма	Наименование поставщика	Город	Вид продукции
1	ЗАО	Амкадор-Эластомер	г. Минск, РБ	
2	ООО	Альфа Процесс (метизы)	г. Минск, РБ	
3	ООО	Альфа Процесс (РТИ)	г. Минск, РБ	
4	ОАО	Амкадор-Унимод	г. Минск, РБ	
5	ОАО	Беларусьрезинотехника	г. Бобруйск, РБ	
6	ОАО	БЗПИ	г. Борисов, РБ	
7	ОДО	Биостар - М	г. Минск, РБ	
8	ОАО	Белкард	г. Гродно, РБ	
10	ОАО	Борисовский завод агрегатов	г. Борисов, РБ	
11	ИУП	Брэйк хайдрोलик	г. Минск, РБ	
12	ОАО	БЗТДиА	г. Бобруйск, РБ	

Рис. 1. База данных поставщиков
Fig. 1. Supplier Database

Затем создается таблица «Продукция», в которую импортируется существующий в организации классификатор поставляемой продукции (рис. 2).

Код	Наименование	Код1	Полное наименование
4593461520	201454 болт м8-6gx16.68.019	5328	
4593461522	201456 болт м8-6gx20.	5329	болт м8-6gx20 ост 37.001.123-96
4593461529	201463 болт м8-6gx38	5333	болт м8-6gx38 ост 37.001.123-96
4593461557	201495 болт м10-6gx20	5336	
4593461559	201497 болт м10-6gx25	5338	болт м10-6gx25 ост 37.001.123-96
4593461562	201500 болт м10-6gx32	5339	болт м10-6gx32 ост 37.001.123-96
4593461566	201505 болт м10х6gx45	5340	
4593460596	201538 болт 12x25	5313	
4593460598	201540 болт 12x30	5314	
4593469600	201542-n8 болт м12х6gx35	5347	
4593461623	201567 болт м12х1,25-6gx40	5343	болт м12х1.25-6gx40 ост 37.001.123-96

Рис. 2. Классификатор поставляемой продукции
Fig. 2. Product classifier

Создаваемая таблица «Поставки» является базой данных о закупаемой от поставщиков продукции. В ней целесообразно создать следующие поля: «дата поступления», «дата накладной», «номер накладной», «поставщик», «наименование продукции», «сертификат», «объем партии», «цех-получатель».

Для облегчения ввода информации в таблицу «Поставки» рекомендуется создать форму для ввода данных «Поставки» (рис. 3). В эту же таблицу записывается информация о качестве продукции: количество брака, номер акта о браке, дефект.

Поставки

Дата поступления:	04.09.2019	Номер заключения ЦЗЛ, МО:	
Номер накладной:	2669486	Цех-получатель:	МСЦ-3
Дата накладной:	03.09.2019	Номер сопроводительного:	121.024248
Поставщик:	Альфа Процесс (РТИ)	Количество брака:	0
Наименование продукции:	TCL 22x34,5x6/7	Номер акта о браке:	
Сертификат:	141	Номер разрешения на отклонение:	
Объем партии, шт:	1000	Дефект:	

Рис. 3. Форма для ввода данных о поставленной продукции
Fig. 3. Form to enter product data

Для учета несоответствия в закупленной продукции создается таблица «Акты по вине поставщика», а также форма по данным о браке, полученном в процессе производства (рис. 4).

Для отчета о количестве бракованной продукции создается Запрос «Брак поставщика», который обращается к данным таблиц «Поставки» и «Акты по вине поставщика», а также выполняет расчет доли исправимого и неисправимого брака продукции поставщика.

The screenshot shows the Microsoft Access interface with a form titled "Акты по вине поставщика". The form has the following fields:

- Номер акта: [input field]
- Дата акта: [input field]
- Номер накладной: [input field]
- Дата накладной: [input field]
- Поставщик: [input field]
- Продукция: [input field]
- Количество исправимого брака: [input field]
- Количество неисправимого брака: [input field]
- Дефект: [input field]

Рис. 4. Форма для ввода данных о браке по вине поставщика в процессе производства
Fig. 4. Form for entering marriage data at the fault of the supplier during the production process

При этом можно получить выборки продукции за определенный период времени (месяц, квартал, год), что позволяет проводить анализ качества продукции поставщика за любой нужный промежуток времени. Структура Запроса «Брак поставщика» в режиме конструктора базы данных Access представлена на рис. 5.

The screenshot shows the Access Query Designer for a query named "Брак поставщика". The query is based on two tables: "Акты по вине поставщика" and "Поставки". The fields and their properties are as follows:

Поле:	Поставщик	Продукция	Объем партии, шт	Количество исправим	Количество неиспра	Дефект	Доля исправимого €	Доля неисправимого	Дата накладной
Имя таблицы:	Акты по вине постав	Акты по вине постав	Поставки	Акты по вине постав	Поставки				
Групповая операция:	Группировка	Группировка	Sum	Sum	Sum	Группировка	Выражение	Выражение	Условие
Сортировка:									
Вывод на экран:	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>							
Условие отбора:									Between [Введите на
или:									

Рис. 5. Структура Запроса «Брак поставщика» в режиме конструктора
Fig. 5. Supplier Marriage Request Structure in Designer Mode

Для формирования окончательного отчета по качеству поставленной продукции создается Запрос «Отчет по качеству за период», который, как и предыдущий Запрос, обращается к данным таблиц «Поставки» и «Акты по вине поставщика» и выполняет расчет уровня дефектности продукции i -го поставщика в состоянии поставки, а также суммарное

количество брака, выявленного в процессе производства. На основании Запроса «Отчет по качеству за период» формируются при помощи команды «Отчет» на вкладке «Создание» итоговые отчеты по каждому поставщику в виде таблиц, которые будут включать в себя следующие графы: «продукция», «объем поставки», «количество брака», «уровень дефектности в состоянии поставки», «количество исправимого брака», «количество неисправимого брака», «итого брака», «уровень дефектности в процессе производства», «дефекты».

Таблицы отчетов направляются службой качества специалистам отдела закупок для расчета комплексной оценки поставщика по всем критериям оценки. Специалист отдела закупок, проанализировав данные из таблиц отчетов, присваивает каждому поставщику баллы за качество по результатам входного контроля с использованием бальной шкалы. На основании данных таблиц отчетов он проводит анализ динамики изменения качества закупаемой продукции в наглядной форме в виде столбиковой диаграммы (рис. 6).

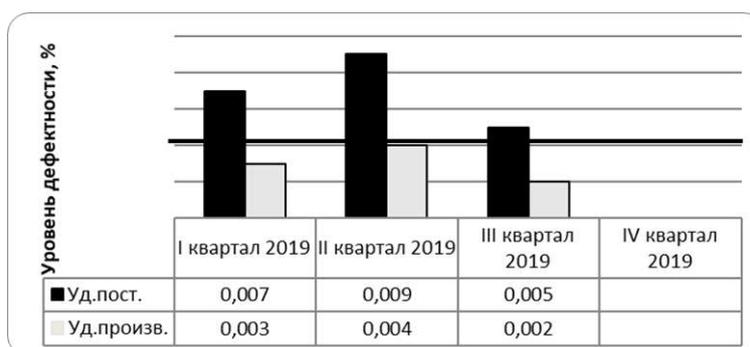


Рис. 6. Динамика изменения уровня дефектности закупаемой продукции
Fig. 6. Dynamics of change in the level of defective products purchased

Кроме критерия «качество продукции» (B_1), которому по степени важности присваиваем коэффициент весомости $KB_1 = 0,4$, поставщик анализируется по другим критериям:

- цена продукции (B_2 при $KB_2 = 0,2$);
- условия платежа (B_3 при $KB_3 = 0,1$);
- условия поставки (B_4 при $KB_4 = 0,1$);
- местонахождение поставщика (B_5 при $KB_5 = 0,1$);
- наличие сертификата на систему менеджмента (B_6 при $KB_6 = 0,1$).

Таким образом, оценка поставщика в баллах (P_n) рассчитывается по формуле

$$P_n = B_1 + B_2 + B_3 + B_4 + B_5 + B_6. \quad (1)$$

С учетом коэффициентов весомости итог определяется по формуле (2) при условии $B_i \cdot KB_i$:

$$P_n = 0,4 \cdot B_1 + 0,2 \cdot B_2 + 0,1 \cdot B_3 + 0,1 \cdot B_4 + 0,1 \cdot B_5 + 0,1 \cdot B_6 \quad (2)$$

где $B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6$ – баллы по критериям оценки n -поставщиков с использованием бальной шкалы от 0 до 100.

Максимально возможная оценка поставщика (идеальный поставщик) – 100 баллов. На практике с минимальной степенью риска для организации достаточно, если ее поставщик получает 80 баллов. По итогам анализа формируется реестр поставщиков (табл. 2). Изменения в реестр поставщиков следует вносить ежеквартально по результатам периодического мониторинга поставщиков. Со всеми надежными поставщиками, указанными в реестре, принимается решение продолжить работу в следующем квартале. С поставщиком, указанным в табл. 2 на позиции 26, временно прекращаются договорные отношения по новым закупкам.

Таблица 2. Реестр внешних поставщиков
Table 2. External Supplier Register

№	Поставщик	Адрес поставщика	Заключение	Оценка
<i>Резинотехнические изделия</i>				
1	ОАО Резинотехника	РБ, г. Борисов	надежен	82
2	ОАО Беларусьрезинотехника	РБ, г. Бобруйск	надежен	87
3	ООО ЕНА-Холдинг	РФ, г. Москва	надежен	89
<i>Отливки</i>				
9	ПАО «ГАЗ»	РФ, г. Нижний Новгород	надежен	94
10	ОАО «Управляющая компания холдинга «ММЗ»	РБ, г. Минск	надежен	94
11	ОАО «Завод «Легмаш»	РБ, г. Орша	надежен	87,5
<i>Метизы</i>				
20	УП «Виток»	РБ, г. Минск	надежен	94
21	ОАО Белебеевский завод Автономаль	РФ, г. Белебей	надежен	91
22	ООО Технотрансдеталь	РБ, г. Глуск	надежен	94
<i>Прочие изделия</i>				
25	СОАО «ДИФА»	РБ, г. Гродно	надежен	90
26	Предприятие «XXX»	РБ, г. Минск	ненадежен	76
28	ООО Автокомпоненты - Группа ГАЗ	РФ, г. Нижний Новгород	надежен	82

С целью сбора и накопления информации о поставщике служба снабжения организации формирует по каждому поставщику папки «Дело поставщика», которые должны содержать:

- чек-лист первичной оценки поставщика (для всех новых поставщиков, договора с которыми заключены начиная с 2020 года);
- договор на закупку;
- копия сертификата соответствия СМК;
- переписка с поставщиком.

Анализируя деятельность поставщиков, выявляются случаи, когда продукция не соответствует требованиям, имеет дефекты, у потребителя есть определенные претензии. Выявленные проблемы требуют их решения, для чего можно использовать метод «8Д», применяющий командный подход. На сайте Борисовского завода «Автогидроусилитель», в помощь поставщикам, в открытом доступе размещена соответствующая методика.

Заключение

ОАО «Борисовский завод «Автогидроусилитель», как предприятие-покупатель, использует специальную методику, позволяющую ранжировать и выбирать надежных поставщиков. С ними заключаются договоры с последующим мониторингом их деятельности для поддержки взаимовыгодных отношений. Разработанная методика рейтинговой оценки внедрена на основе локальной базы данных MO Access. Она позволяет эффективно и быстро отслеживать результаты деятельности поставщиков по различным критериям. Работа специалиста в локальной БД Access не требует от организации больших вложений, так как достаточно иметь навыки работы пользователя среднего уровня, а также пройти дополнительное самообучение по работе в программе Access. Соответствующее руководство по рейтинговой оценке размещено на сайте организации для поставщиков. Кроме того, на сайте для ознакомления доступна методика командного подхода «8D» к решению проблем возникновения и устранения выявляемых несоответствий.

Список литературы

1. Салимова Т.А. *Как выбрать поставщика: шесть основных методов оценки* [Электронный ресурс]. Центр дистанционного образования «Элитариум». Режим доступа: <http://www.elitarium.ru/ocenka.html>. (Дата обращения 01.10.2019).
2. Наливайко Г.М., Гулевич Ю.Н. Роль системы менеджмента качества предприятий машиностроения в управлении логистическими процессами. *Вести института современных знаний*. 2018;1:91-96.
3. Верниковская О.В. *Закупочная логистика*. Минск: БГЭУ; 2014.

References

1. Salimova T.A. *How to choose a supplier: six basic valuation methods* [Electronic resource]. Distance Education Centre «Elitariym». Mode of access: <http://www.elitarium.ru/ocenka.html>. (Date of access 01.10.2019). (in Russ.)
2. Nalivaiko G.M., Gulevich Yu.N. [The role of the quality management system of engineering companies in the management of logistics processes]. *Leads the Institute of Contemporary Knowledge*. 2018;1:91-96. (in Russ.)
3. Vernikovskaya O.V. [*Purchasing logistics: training*]. Benefit. Минск: БГЭУ; 2014. (in Russ.)

Вклад авторов

Гулевич Ю.Н. участвовал в разработке методики оценки поставщиков и создании локального программного обеспечения задачи, провел рейтинговую оценку и анализ результатов.

Наливайко Г.М. определяла цели и задачи исследования, участвовала в интерпретации результатов исследования, подготовила статью к опубликованию.

Authors' contribution

Gulevich Y.N. participated in the development of a methodology for assessing suppliers and creating local task software, conducted a rating assessment and analysis of the results.

Nalivaiko G.M. defined the goals and objectives of the study, participated in the interpretation of the results of the study, prepared the article for the editing.

Сведения об авторах

Гулевич Ю.Н., соискатель кафедры международного менеджмента Белорусского государственного университета.

Наливайко Г.М., к.э.н., доцент Белорусского государственного университета

Information about the authors

Gulevich Y.N., Applicant of the International Management Department of Belarusian State University.

Nalivaiko G.M., PhD, Associate Professor at Belarusian State University.

Address for correspondence

Адрес для корреспонденции
222518, Республика Беларусь,
Минская обл., г. Борисов, ул. Чапаева, 56,
ОАО «Борисовский завод «Автогидроусилитель»;
тел. +375-177-73-52-20;
Гулевич Юрий Николаевич

222518, Republic of Belarus,
Minsk region, Borisov, Chapaeva str., 56,
Borisov Plant "Avtogydrousilitel";
тел. +375-177-73-52-20;
Gulevich Yuri Nikolaevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-70-78>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.372.512

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ С НЕСТАБИЛЬНЫМ ИМПЕДАНСОМ НАГРУЗКИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ВЕЩЕСТВЕННЫХ ЧАСТОТ

И.А. ДУБОВИК, П.В. БОЙКАЧЕВ

Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 29 марта 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Целью работы является разработка метода синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических систем с изменяющимся импедансом в различных условиях их эксплуатации. Для достижения поставленной цели предложен критерий (комплексный критерий) минимизации значения модуля инварианта чувствительности функции коэффициента отражения к изменению импеданса нагрузки с ограничениями на квадрат отклонения коэффициента передачи мощности от заданного уровня. Предложено использовать сочетание методов вещественных частот совместно с показанным комплексным критерием, что позволило реализовать эффективный подход к синтезу согласующих устройств для широкополосных радиотехнических систем с нестабильным импедансом нагрузки. Для верификации подхода было синтезировано согласующее устройство, которое позволило уменьшить потери уровня коэффициента передачи мощности передаваемого в антенну UHF/VHF диапазона AD-44 / CW-TA-30-512 при расположении ее в различных условиях эксплуатации не менее чем на 50 % по отношению к потерям, полученным со штатным согласующим устройством.

Ключевые слова: согласование, метод, чувствительность, нагрузка, инвариант.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Дубовик И.А., Бойкачев П.В. Методика синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки на основе метода вещественных частот. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 70-78.

METHOD FOR SYNTHESIS OF MATCHING DEVICES FOR BROADBAND RADIO ENGINEERING SYSTEMS WITH UNSTABLE LOAD IMPEDANCE BASED ON THE METHOD OF REAL FREQUENCIES

ILYA A. DUBOVIK, PAVEL V. BOYKACHEV

Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 29 March 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The aim of this work is to develop a method for the synthesis of matching devices for broadband radio engineering systems with varying impedance in different operating conditions. To achieve this goal, a criterion (complex criterion) is proposed for minimizing the value of the modulus of the sensitivity invariant of the reflection coefficient function to a change in the load impedance with restrictions on the square of the deviation of the power transmission ratio from a given level. It is proposed to use a combination of methods of real frequencies together with the shown complex criterion, which made it possible to implement an effective approach to the synthesis of matching devices for broadband radio engineering systems with an unstable load impedance. To verify the approach, a matching device was synthesized, which made it possible to reduce the loss of the power transmission factor level transmitted to the UHF/VHF antenna of the AD-44 / CW-TA-30-512 range when it is located in various operating conditions by at least 50 % in relation to losses obtained with a standard matching device.

Keywords: coordination, method, sensitivity, load, invariant.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interest.

For citation. Dubovik I.A., Boykachev P.V. Method for synthesis of matching devices for broadband radio engineering systems with unstable load impedance based on the method of real frequencies. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 70-78.

Введение

Радиотехнические устройства (РТУ) широко используются практически во всех сферах жизнедеятельности. Так, в системах коммуникации для связи между абонентами используются радиостанции VHF/UHF диапазонов, функционирующие в широком диапазоне частот (30–300 МГц) [1, с. 5–8] в различных условиях эксплуатации. Для того чтобы радиостанция обеспечивала максимальную дальность связи в различных условиях эксплуатации, необходимо, чтобы антенное устройство (АУ), обладающее своим комплексным сопротивлением, было согласовано с выходным (входным) трактом. Для выполнения данной операции используют согласующие устройства (СУ), методы синтеза которых не всегда учитывают непостоянство импеданса нагрузки, вызванное изменением условий эксплуатации [2].

В [3], где в качестве АУ использовались АУ AD-44/CW-TA-30-512 (P-180) [4] и AD-25/CW-3512 (P-181) [5], было установлено, что изменение условий эксплуатации приводит к изменению импеданса АУ (реальная часть 20–57, мнимая часть –10–25 Ом) во всем рабочем диапазоне частот. Наличие штатного согласующего устройства в АУ радиостанции P-180 (P-181) не способно обеспечить требуемый уровень передачи мощности в различных условиях эксплуатации, что приводит к уменьшению дальности связи на 16–22 %. Вследствие этого возникает необходимость в разработке методики синтеза согласующего устройства, обеспечивающего требуемый уровень передачи мощности в условиях изменяющегося импеданса нагрузки.

Методика синтеза согласующих устройств в условиях изменяющегося импеданса нагрузки

Для синтеза СУ, позволяющего обеспечить уровень коэффициента передачи по мощности (КПМ) не хуже требуемого, при наличии изменяющегося импеданса нагрузки необходимо оценить степень влияния вариации импеданса нагрузки на уровень КПМ. Для описания влияния малых отклонений используется выражение [6, с. 16]

$$\Delta D = \sum_{i=1}^N S_{x_i}^D \Delta x_i, \quad (1)$$

где $S_{x_i}^D = S\{D(x_i), x_i\} = \frac{\partial D(x_i)}{\partial x_i}$ – чувствительность функции $D(x)$ к изменению параметров x_i ,

N – количество параметров x_i , ΔD – отклонение функции, Δx_i – отклонение x_i .

Особый интерес в данном выражении представляет чувствительность характеристики СУ (групповое время задержки, уровень передачи мощности и т. д.) к изменению параметров (нагрузки, согласующей цепи), так как уменьшение значения данного параметра приводит к уменьшению отклонения характеристики СУ.

В [7] было установлено, что для обеспечения требуемого уровня КПМ при наличии изменяющегося импеданса нагрузки необходимо, чтобы синтезируемое СУ обладало свойством минимальной чувствительности [6, с. 51] функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки. Для определения функции сопротивления согласующей цепи необходимо решить выражение

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{f_B}^{f_H} \left(K_{\text{треб}} - \left(1 - |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}})|^2 \right) \right)^2 df \leq \varepsilon \\ \int_{f_H}^{f_B} \left| \operatorname{Re} \left\{ R \left\{ S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}}) \right\} \right\} \right|^2 df \leq \min \end{array} \right. , \quad (2)$$

где $K_{\text{треб}}$ – требуемый уровень КПМ; $Z_H(f)$ – комплексное сопротивление нагрузки;

$R\{S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}})\} = \frac{2 \operatorname{Re}\{Z_{\text{Ц}}(f)\} Z_H(f)}{(Z_H(f) + Z_{\text{Ц}}(f))(Z_H(f) - Z_{\text{Ц}}(-f))}$ – инвариант чувствительности

функции коэффициента отражения к изменению параметров нагрузки,

$S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}}) = \frac{Z_H(f) - Z_{\text{Ц}}(-f)}{Z_H(f) + Z_{\text{Ц}}(f)}$ – функция коэффициента отражения (коэффициент

рассогласования), ε – допустимое отклонение уровня КПМ в рабочем диапазоне частот, $Z_{\text{Ц}}(f)$ – комплексное сопротивление согласующей цепи.

Выражение (2) представляет значение модуля инварианта чувствительности в заданном диапазоне, которое необходимо минимизировать с ограничениями на квадрат отклонения КПМ от заданного уровня.

Основываясь на [7, с. 53], для определения минимально-допустимого значения инварианта чувствительности предлагается использовать следующее выражение:

$$\delta = \int_{f_B}^{f_H} \frac{\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}})|}{|S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}})|} \left| \frac{Z_H}{(\Delta \operatorname{Re}\{Z_H\} + i \Delta \operatorname{Im}\{Z_H\})} \right| df, \quad (3)$$

где $\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{Ц}})|$ – допустимое отклонение модуля функции коэффициента отражения, $\Delta \operatorname{Re}\{Z_H\}$, $\Delta \operatorname{Im}\{Z_H\}$ – допустимое отклонение реальной, мнимой части функции коэффициента отражения.

Таким образом, система уравнения (2) преобразуется к виду

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{f_B}^{f_H} \left(K_{\text{треб}} - \left(1 - |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{сц}})|^2 \right) \right)^2 df \leq \varepsilon \\ \int_{f_H}^{f_B} \left| \text{Re} \left\{ R \left\{ S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{сц}}) \right\} \right\} \right|^2 df \leq \delta \end{array} \right. , \quad (4)$$

где в качестве исходных данных задается: $\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{сц}})|$, $\Delta \text{Re}\{Z_H\}$ и $\Delta \text{Im}\{Z_H\}$ в рабочем диапазоне частот. Решение системы уравнений позволит синтезировать широкополосные согласующие устройства, обеспечивающие требуемый уровень передачи мощности, с допустимым отклонением комплексного сопротивления нагрузки.

Систему уравнений можно использовать в качестве комплексного критерия в сочетании с одним из существующих численных методов синтеза широкополосных согласующих устройств. В качестве метода синтеза, которые подробно были рассмотрены в [2], предлагается использовать метод вещественных частот [8]. Основное его преимущество состоит в том, что он не требует аппроксимации импеданса нагрузки, а функция КПМ представляется в виде аналитического выражения. Согласующее устройство синтезируется с помощью итеративных подходов поиска вещественной составляющей функции сопротивления согласующей цепи. Для упрощения поиска вида вещественной составляющей функции сопротивления согласующей цепи предлагается использовать относительную чувствительность функции коэффициента передачи по мощности при изменении импеданса согласующей цепи [6, с.118–119].

Сочетание метода вещественных частот с комплексным критерием синтеза позволило разработать методику синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств с изменяющимся импедансом нагрузки (рис. 1).

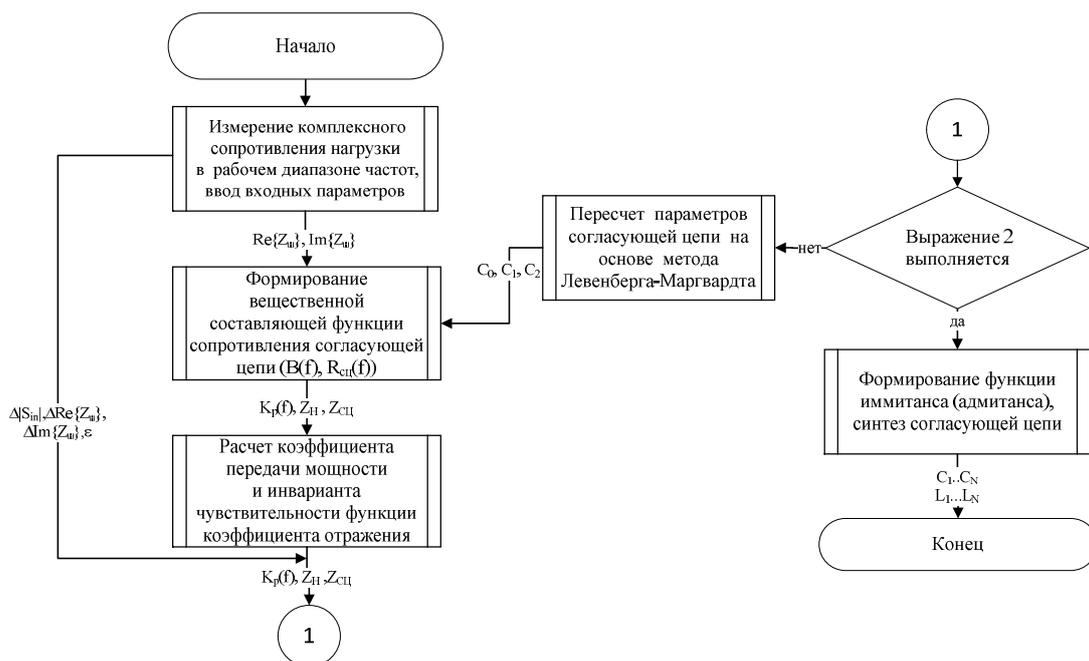


Рис. 1. Структура методики синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств с изменяющимся импедансом нагрузки на основе метода вещественных частот

Fig. 1. Structure method of synthesis of matching devices for broadband radio engineering systems with varying load impedance based on the method of real frequencies

Суть методики заключается в нахождении вещественной составляющей функции сопротивления согласующей цепи, комплексная функция сопротивления которого обеспечивает выполнение комплексного критерия (выражение (2)) исходя из заданных $\Delta |S_{in}(f, Z_H, Z_{\text{сц}})|$, $\Delta \text{Re}\{Z_H\}$ и $\Delta \text{Im}\{Z_H\}$. Достоинство данного подхода заключается в отсутствии дифференцирования функции коэффициента отражения для поиска значения чувствительности и синтеза согласующих цепей, в которых учитывается отклонение импеданса нагрузки.

Синтез согласующего устройства для АУ AD-44/CW-TA-30-512 радиостанции Р-180

Для проверки работоспособности методики было синтезировано СУ, обеспечивающее минимальное значение инварианта чувствительности с допустимым отклонением уровня КПМ $\varepsilon = 0,01$ (10 % от максимального значения функции КПМ = 1) в различных условиях эксплуатации (в помещении, в лесном массиве, в непосредственной близости с техникой), для АУ AD-44 / CW-TA-30-512 (P-180) в рабочей полосе частот ($\Delta f = 108\text{--}146$ МГц). Моделирование было проведено в AWR Microwave Studio 14 [9]. Схема СУ представлена на рис. 2, элементы которого приведены под ряд номиналов E24.

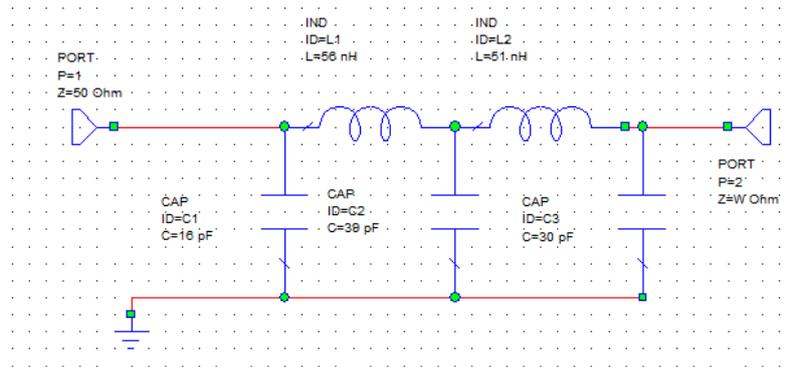


Рис. 2. Схема согласующего устройства для антенного устройства AD-44 / CW-TA-30-512 (P-180)
Fig. 2. Diagram of a matching device for an antenna device AD-44 / CW-TA-30-512 (P-180)

Итоговая зависимость КПМ от частоты для различных условий обстановки представлена на рис. 3. На данном рисунке прерывистыми линиями показаны КПМ АУ с синтезированным согласующим устройством, а сплошными линиями – со штатным согласующим устройством в различных условиях обстановки.

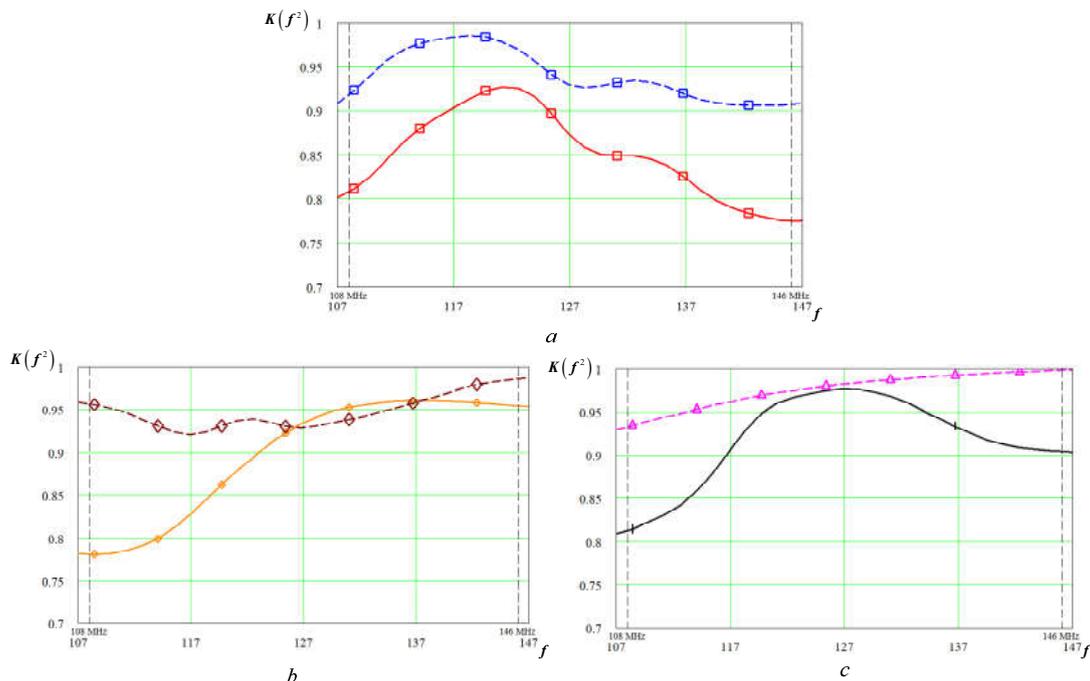


Рис. 3. Зависимость функции КПМ от частоты АУ AD-44/CW-TA-30-512 (P-180):
а – в помещении; б – в непосредственной близости с техникой; с – в лесном массиве
Fig. 3. Dependence of the power transmission coefficient (PTC) function on the frequency of the AD-44 / CW-TA-30-512 (P-180): a – indoors; b – in close proximity to equipment; c – in a forest

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод о том, что синтезированное с помощью разработанной методики СУ обеспечивает более высокое значение уровня КПМ АУ при нахождении его в различных условиях обстановки. На рис. 4 представлены потери уровня

КПМ при нахождении АУ в различных условиях эксплуатации [3]. Исходя из полученных результатов, можно убедиться в том, что отклонение во всем рабочем диапазоне частот составляют не более 10 % от максимального значения уровня КПМ.

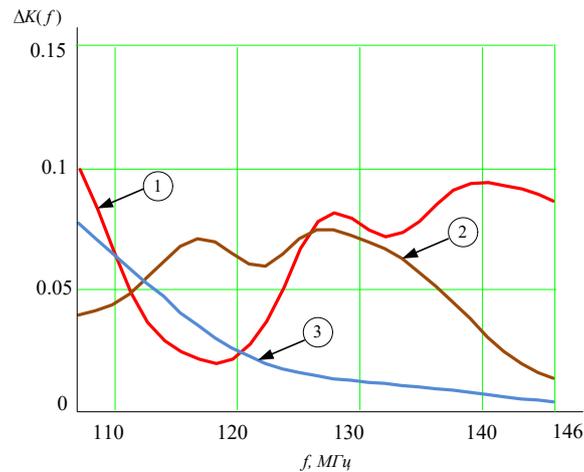


Рис. 4. Потери уровня КПМ при расположении АУ: 1 – в помещении; 2 – в непосредственной близости с техникой; 3 – в лесном массиве

Fig. 4. Losses of the level of the PTC when the AD is located: 1 – indoors; 2 – in close proximity to equipment; 3 – in a forest

Так, потери в уровне КПМ АУ совместно с синтезированной СУ при расположении АУ в помещении составляют 6 % (14,9 % со штатным СУ), в лесном массиве – 4 % (11,1 % со штатным СУ), в непосредственной близости с техникой – 5,6 % (9,2 % со штатным СУ).

На основе рассчитанного согласующего устройства изготовлен макет, представленный на рис. 5. Рассчитанная схема согласующего устройства была реализована с помощью SMD элементов из ряда стандартных номиналов E 24 фирмы «Murata Manufacturing»¹ [10] с типоразмерами: C1 – 15 пФ, L1 – 55 нГн, C2 – 39 пФ, L2 – 50 нГн, C3 – 30 пФ.

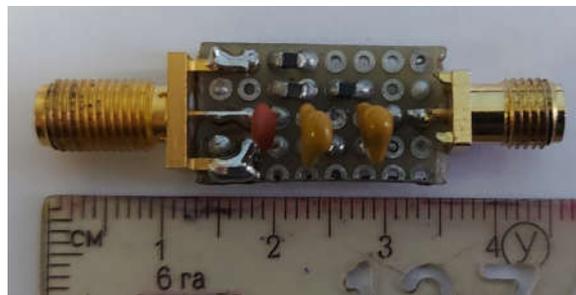


Рис. 5. Снимок синтезированного согласующего устройства
Fig. 5. Snapshot of the synthesized matching device

Для проверки полученных результатов были проведены экспериментальные исследования, в ходе которых выполнены измерения коэффициента стоячей волны АУ AD-44/CW-TA-30-512 в лесном массиве, в помещении и в непосредственной близости с техникой. Измерения выполнялись с помощью векторного сетевого анализатора NanoVNA V2². В качестве примера на рис. 6 представлены снимки экспериментальных исследований, выполненных в лесном массиве. Полученные результаты представлены на рис. 7, где сплошной линией отображается зависимость функции КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 совместно с синтезированным согласующим устройством, а штрихпунктирной линией – со штатным.

¹ Chip inductors (chip coils) [Electronic resource]. *Murata manufacturing*. 2019. Access mode: <http://www.murata.com/products/catalog/pdf/o05e.pdf>. Date of access: 28.02.2021.

² Дубов Д. Обзор векторного анализатора цепей NanoVNA [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://radiochief.ru/radio/obzor-vektornogo-analizatora-tsepej-nanovna>. (Дата обращения 28.02.2020).



Рис. 6. Измерение коэффициента стоячей волны АУ AD-44 / CW-TA-30-512 в лесном массиве:
а – без согласующего устройства; б – с согласующим устройством
Fig. 6. Measurement of the standing wave ratio of AD-44 / CW-TA-30-512 in a forest:
а – without a matching device; б – with a matching device

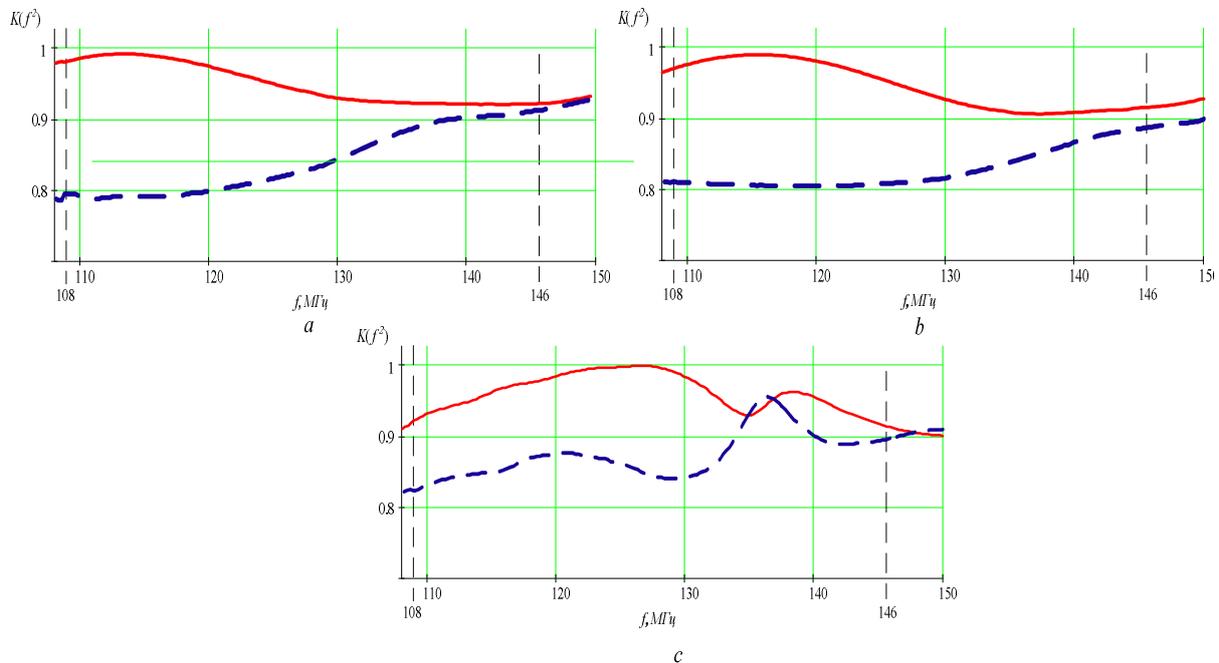


Рис. 7. Измеренные значения функции КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512:
а – в лесном массиве; б – в непосредственной близости с техникой; с – в помещении
Fig. 7. Measured values of the PTC function AD-44 / CW-TA-30-512:
а – in a forest; б – in close proximity to equipment; с – indoors

Из результатов эксперимента следует, что потери уровня КПМ относительно максимального значения (исходя из [12, с. 44]) составляют 4,0 % (со штатным СУ – 9,1 %) при расположении АУ в помещении, 8,3 % (со штатным СУ – 17,2 %) в непосредственной близости с техникой и 6,1 % (со штатным СУ – 12,2 %) при расположении в лесном массиве. Синтезированное СУ обеспечивает уменьшение потерь уровня КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 при расположении его в различных условиях эксплуатации не менее чем на 50 % по отношению к потерям со штатным СУ. Таким образом, проведенный эксперимент свидетельствует о достоверности и практической значимости теоретических результатов.

Заключение

Использование разработанной методики позволило синтезировать СУ для АУ AD-44/CW-TA-30-512, которое минимизирует влияние изменения импеданса нагрузки на

результатирующий КПМ, что наглядно продемонстрировано результатами (рис. 7), полученными в ходе экспериментальных исследований. Синтезированное СУ уменьшает потери уровня КПМ АУ AD-44/CW-TA-30-512 при расположении его в различных условиях эксплуатации не менее чем на 50 % по отношению к потерям, полученным со штатным СУ.

Следует обратить особое внимание на то, что возможности по сохранению требуемого уровня КПМ в условиях изменения импеданса нагрузки не могут быть безграничными. Если допустимый класс изменения импеданса нагрузки слишком велик, то одна и та же синтезированная согласующая цепь не сможет функционировать во всех возможных ситуациях, какими бы динамическими свойствами она не обладала [13, с. 15–16]. В этом можно убедиться исходя из значений импеданса нагрузки АУ радиостанции Р-181 [3], где только реальная составляющая импеданса изменяется в диапазоне от 10 до 160 Ом. В таких случаях положительный эффект функционирования может быть гарантирован только при наличии в системе адаптации.

Список литературы

1. Дик А.М., Кашкаров А.В., Макатерчик А.В. *Радиостанции малой и средней дальности*. Минск: БГУИР; 2014: 108.
2. Дубовик И.А., Бойкачев П.В., Исаев В.О., Дмитренко А.А. Методы синтеза согласующих цепей для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки. *Доклады БГУИР*. 2021;19(1):61-69.
3. Бойкачев П.В., Дубовик И.А., Исаев В.О. Результаты исследования влияния условий эксплуатации на импеданс антенных устройств радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2019;2:32-40.
4. Trival antene. Datasheet AD-44/CW-TA-30-512. Slovenia; 2019.
5. Trival antene. Datasheet AD-25/CW-3512. Slovenia; 2019.
6. Гехер К., ред: Хотунцева Ю.Л. *Теория чувствительности и допусков электронных цепей*. Москва: Сов. радио; 1973.
7. Дубовик И.А., Бойкачев П.В., Исаев В.О. Комплексный критерий синтеза широкополосных согласующих устройств на основе инварианта чувствительности. *Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2020*. Минск: БГУИР; 2020: 41-44.
8. Yarman B.S. *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*. Hoboken, NJ: Wiley; 2010.
9. Guide to MWO: NI AWR Design Environment v14 Edition. El Segundo, CA; 2018.
10. Ланнэ А.А. *Оптимальный синтез линейных электрических цепей*. Москва: Связь; 1969.
11. Небылов А.В. *Гарантирование точности управления*. Москва: Наука. Физматлит; 1998.

References

1. Dick A.M., Kashkarov A.V., Makaterchik A.V. [*Radio stations small and medium*]. Minsk: BSUIR; 2014: 108. (In Russ)
2. Dubovik I.A., Boykachev P.V., Isaev V.O., Dmitrenko A.A. [Methods for synthesis of matching circuits for broadband radio devices with unstable load impedance]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(1):61-69. (In Russ.)
3. Boykachev P.V., Dubovik I.A., Isaev V.O. [Results of the study of the influence of operating conditions on the impedance of antenna devices of VHF/UHF radio stations]. *Vestnik VoЕННОJ akademii Respubliki Belarus'*. 2019;2:32-40. (In Russ)
4. Trival antene. Datasheet AD-44/CW-TA-30-512. Slovenia; 2019.
5. Trival antene. Datasheet AD-25/CW-3512. Slovenia; 2019.
6. Gekher K., ed.: Khotuntseva Yu.L. [*Theory of sensitivity and tolerances of electronic circuits*]. Moscow: Sov. Radio; 1973. (In Russ)
7. Dubovik I.A., Boykachev P.V., Isaev V.O. [Complex criterion for the algorithm of broadband devices based on the sensitivity invariant]. *Information radio systems and radio technologies 2020*; Minsk: BSUIR, 2020: 41-44. (In Russ)
8. Yarman B.S. *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*. Hoboken, NJ: Wiley; 2010.
9. Guide to MWO: NI AWR Design Environment v14 Edition. El Segundo, CA; 2018.
10. Lanne A.A. [*Optimal synthesis of linear electric circuits*]. Moscow: Svyaz'; 1969. (In Russ)
11. Nebylov A.V. [*Control accuracy assurance*]. Moscow: Nauka. Fizmatlit; 1998. (In Russ)

Вклад авторов

Дубовик И.А. разработал методику синтеза, синтезировал и реализовал широкополосное согласующее устройство для антенного устройства AD-44/CW-TA-30-512.

Бойкачев П.В. принял участие в обработке и интерпретации полученных результатов.

Authors' contribution

Dubovik I.A. developed a synthesis technique, synthesized and implemented a broadband matching device for the AD-44 / CW-TA-30-512 antenna device.

Boykachev P.V. took part in the processing and interpretation of the results.

Сведения об авторах

Дубовик И.А., м.т.н., адъюнкт Военной академии Республики Беларусь.

Бойкачев П.В., к.т.н., доцент, начальник цикла кафедры автоматизации, радиолокации и приемопередающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Information about the authors

Dubovik I.A., M.Sc, Adjunct of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Boykachev P.V., PhD., Associate Professor, Head of the Cycle of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of the Military Academy of the Republic of Belarus.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь;
тел. +375-17-287-46-52;
e-mail: duba-77@mail.ru
Дубовик Илья Андреевич

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Independence Ave. 220,
Military Academy of the Republic of Belarus;
tel. +375-17- 287-46-52;
e-mail: duba-77@mail.ru
Dubovik Ilya Andreevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-79-85>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 005.8

АГРЕГИРОВАННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТРУДОВЫХ РЕСУРСОВ ИТ-ПРОЕКТОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

А.А. КОТКОВЕЦ, С.А. ПОТТОСИНА, Т.Г. ПИНЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 9 апреля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Целью статьи является снижение затрат и времени на формирование проектной команды, а также повышение качества подобранных команд посредством автоматизации процесса расчета трудовых ресурсов проектных команд. Задачами статьи являются изучение и анализ теоретических работ по формированию проектных команд и построение агрегированных показателей проекта и сотрудника для расчета трудовых ресурсов ИТ-проектов. В статье раскрыты основные понятия и механизмы управления проектами и трудовыми ресурсами ИТ-организации; рассмотрен процесс формирования проектной команды и ее структура, которую составляют команда заказчика и команда исполнителя. Выделен набор ключевых показателей проекта и сотрудника, которые являются необходимыми составляющими для введения понятия агрегированного коэффициента. Приведено описание расчета агрегированного показателя проекта (I_p), агрегированного показателя сотрудника (I_c), а также проектного агрегированного показателя сотрудника (I_c^n), так как агрегированные показатели проекта и сотрудника являются независимыми по отношению друг к другу, а для решения поставленных задач необходимо наличие показателя, учитывающего полезность и эффективность привлечения конкретного сотрудника на конкретный проект. Теоретическая значимость работы заключается в том, что в ней детально описан процесс формирования проектных команд, предложены агрегированные коэффициенты проектов и сотрудников, позволяющие производить оценку и подбор трудовых ресурсов для проектных команд. Полученные теоретические результаты могут быть использованы для оценки роли каждого сотрудника на отдельном проекте и в компании в целом, расчета трудовых ресурсов ИТ-проектов, а также отделом поиска и планирования проектов при выборе объемов и характера работ на рассматриваемый период.

Ключевые слова: проект, управление проектом, проектная команда, структура команды, агрегированные показатели.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Котковец А.А., Поттосина С.А., Пинчук Т.Г. Агрегированные показатели трудовых ресурсов ИТ-проектов и их применение. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 79-85.

AGGREGATED COEFFICIENTS OF IT PROJECTS LABOR RESOURCES

ANDREY A. KOTKOVETS, SVETLANA A. POTTOSINA, TATSIANA G. PINCHUK

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 9 April 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The purpose of this article is to reduce the cost and time for the formation of a project team, as well as improve the quality of selected teams, by automating the process of calculating the labor resources of project teams. The objectives of the article are to study and analyze theoretical works on project teams formation and the construction of aggregated coefficients of a project and an employee for IT projects labor resources calculation. The article reveals the basic concepts and mechanisms of project management and human resources of an IT organization; the process of a project team forming and its structure, which is made up of the customer's team and the executor's team, is considered. A set of key indicators of a project and an employee is highlighted, which are necessary components for introducing the concept of an aggregated coefficient. The description of the calculation of the aggregate coefficient of the project (I_n), the aggregate coefficient of the employee (I_c), as well as the project aggregated coefficient of the employee (I_c^n) is provided, since the aggregated indicators of the project and the employee are independent in relation to each other, and to solve the tasks we need a coefficient that describes usefulness and efficiency of attracting a specific employee for a specific project. The theoretical significance of the work lies in the fact that it describes the process of project teams building in details, proposes aggregated coefficients of projects and employees, which make it possible to assess and select labor resources for project teams. The obtained theoretical results can be used to assess the role of each employee on a separate project and in the company as a whole, to calculate the labor resources of IT projects, as well as by the search and project planning department when choosing the scope and nature of work for the period under consideration.

Keywords: project, project management, project team, team structure, aggregated coefficients.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Kotkovets A.A., Pottosina S.A., Pinchuk T.G. Aggregated coefficients of IT projects labor resources. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 79-85.

Введение

Для разработки программных продуктов наиболее распространенной формой организации труда является проектная форма. Каждый IT-проект представляет собой некоторую совокупность работ, связанных с информационными технологиями и программированием, выполнение которых в течение указанного периода времени должно привести к желаемому результату [1].

Одним из ключевых факторов реализации проекта является выбор проектной команды, т. е. непосредственно исполнителей проекта. Каждый из них отличается разным уровнем квалификации, заработной платы, наличием лидерских и других второстепенных качеств, что сильно усложняет подбор трудовых ресурсов на проект.

Проведенный авторами анализ существующих систем расчета показателей трудовых ресурсов IT-проектов показал, что в настоящее время не существует максимально удобной и прозрачной системы расчета сценариев выбора команд проекта. На основании этой информации было принято решение о разработке подхода, позволяющего расширить возможности рассмотренных систем, а именно, производить прозрачный автоматический расчет трудовых ресурсов проектных команд с предоставлением обоснованных и экономически выгодных альтернатив.

Авторы предлагают агрегированные оценки проектов и сотрудников, в которых содержится необходимая информация о параметрах проекта (бюджет, продолжительность) и сотрудников (компетенции, заработная плата, образование, стаж), позволяющие оценить

степень пригодности сотрудника на проекте. Это позволит руководителю проекта в автоматическом режиме принимать правильные решения. Такой формализованный подход требует построение и постоянное обновление информационной базы данных о проектах и сотрудниках, что связано с определенными затратами. Знание агрегированного проектного показателя сотрудника дает возможность строить модели операционного анализа сложного проекта с целью более качественной реализации процессов планирования и бюджетирования.

Автоматизированные решения оценки проектных команд с привлечением средств искусственного интеллекта приведет к разработке более совершенных систем поддержки принятия решений в проектной деятельности.

Формирование проектной команды и оценка эффективности ее работы

Состав участников проекта, их роли, распределение функций и ответственности зависят от типа, вида, масштаба и сложности проекта и от того, на какой стадии/фазе жизненного цикла находится проект в данный момент времени [2], рис. 1.

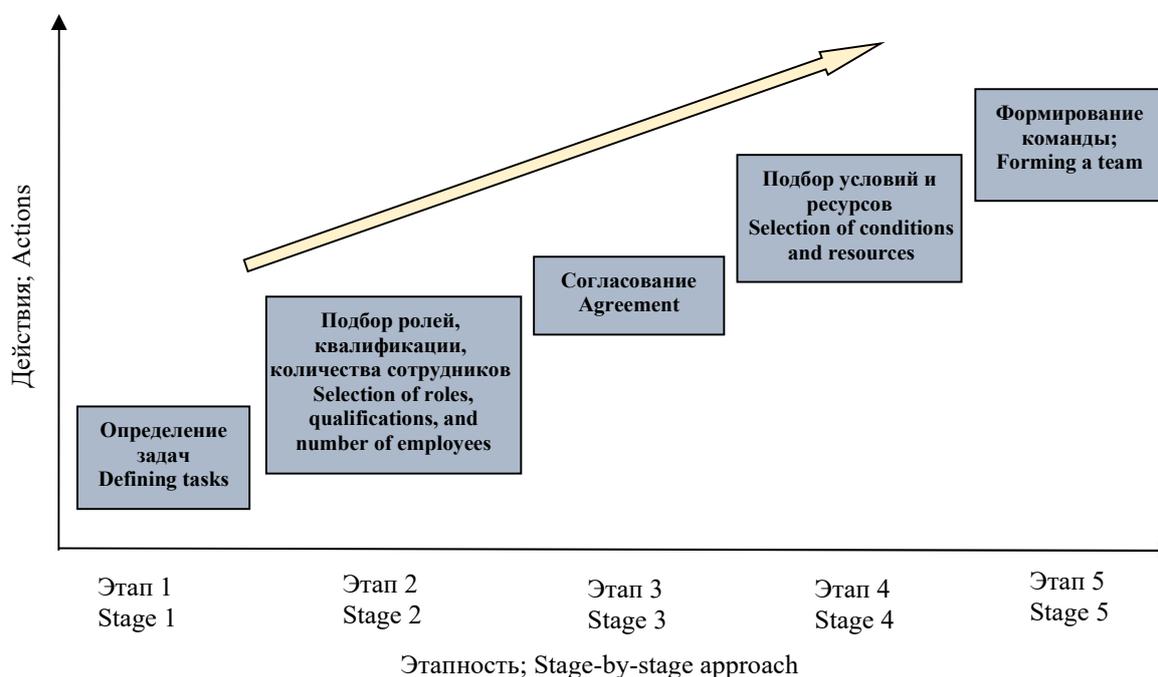


Рис. 1. Этапы формирования команды проекта
Fig. 1. Project team formation steps

Основными участниками проекта являются команды заказчика и исполнителя, члены каждой из которых обладают своим набором компетенций в зависимости от роли в проекте [3].

Для эффективной реализации проекта необходимо иметь возможность представить все его параметры суммарно в одной величине, чтобы в дальнейшем иметь удобный и эффективный инструмент сравнения проектов. Такой суммарный (агрегированный) показатель целесообразно ввести не только для проекта, но и для сотрудников команды.

Введем понятия агрегированных показателей для проектов I_p и сотрудников I_c . Агрегированный показатель проекта будет построен на основании его стоимости, длительности и приоритета, а агрегированный показатель сотрудника – на основании заработной платы, опыта, производительности и др. С помощью этих показателей можно будет вычислить проектный агрегированный показатель сотрудника.

Для расчета таких показателей необходимо создать базу данных, которая постоянно обновляется в процессе мониторинга. Основной состав такой базы данных:

- стоимость проекта c ;
- затраты без учета заработной платы z ;
- длительность проекта t ;
- приоритет реализации проекта в сравнении с другими потенциальными проектами p ;

- планируемый качественный и количественный состав трудовых ресурсов проекта v ;
- заработная плата каждого сотрудника h ;
- компетенция сотрудника, включающая производительность, опыт, дополнительные навыки α .

Расчет агрегированных показателей проекта и сотрудника

Для расчета агрегированного показателя проекта I_p необходимо знать его стоимость (c) и затраты (z), планируемую длительность (t) и приоритет (π), а также выбранную базу доходности организации (i). Показатель I_p прямо пропорционален стоимости проекта за вычетом затрат и обратно пропорционален его длительности и выбранной базе часового дохода организации.

Отметим в настоящее время формирование такой самостоятельной тенденции IT-менеджмента, как управление приоритетами проектов. Чем выше приоритет проекта, тем он важнее для компании. Из этого следует, что между агрегированным показателем проекта и его приоритетом будет прямо пропорциональная зависимость. Итоговое значение агрегированного показателя проекта рассчитывается по формуле

$$I_{пр} = \frac{c - z}{t \cdot i} \cdot \pi. \quad (1)$$

Агрегированный показатель сотрудника I_c зависит от его заработной платы, производительности, развитости дополнительных навыков, уровня квалификации и опыта.

Наиболее важной составляющей агрегированного показателя сотрудника является его заработная плата h . В случае сферы информационных технологий зарплаты сотрудников практически полностью зависят только от их опыта, качественного уровня знаний и компетенции.

При выполнении крупных проектов, значимых по стоимости и приоритету, наиболее выгодно комплектовать команду разработчиков для такого проекта сотрудниками с наиболее высоким агрегированным показателем. А при малых проектах небольшой стоимости, напротив, будет целесообразнее привлекать сотрудников среднего уровня для снижения затрат на трудовые ресурсы [4].

Коэффициент I_c напрямую зависит от компетенции сотрудника k , в которую включают производительность основного и дополнительных навыков. Сотрудники, владеющие, помимо основного навыка, еще и набором дополнительных, могут координировать деятельность целых команд, состоящих из сотрудников разных специализаций. Коэффициент компетенции также зависит от показателя категории сотрудника (junior, middle, senior, lead) и его опыта (общего и опыта работы в текущей организации). В табл. 1 приведено распределение специалистов по категориям согласно опыту работы по результатам исследований [5].

Таблица 1. Распределение сотрудников по уровням
Table 1. Employees levels distribution

Опыт, лет Experience, years	Уровень специалиста Specialist level	Диапазон коэффициента квалификации k Qualification factor range k
0–2	Junior	0 – 0,2
2–5	Middle	0,2 – 0,6
5–7	Senior	0,6 – 0,9
7+	Lead	0,9 – 1

Отклонение коэффициента квалификации к левой или правой границе допустимого диапазона зависит также и от времени работы сотрудника в текущей организации. При сравнении специалистов схожего уровня и квалификации, приоритет, вероятнее всего, будет отдан сотруднику, работающему в текущей организации дольше. Поэтому срок работы специалиста на текущем месте скорректирует коэффициент квалификации в большую сторону.

Коэффициент квалификации практически невозможно вычислить математическим путем, поэтому важное место в его определении отводится команде экспертов, которая и будет

принимать решение об уровне коэффициента для специалистов [6]. В итоге агрегированный коэффициент сотрудника будет вычисляться по формуле

$$I_c = \frac{k \cdot h}{m \cdot h_m}, \quad (2)$$

где m – длительность рабочего месяца;

h_m – выбранная база часовой заработной платы сотрудника.

Очевидно, что агрегированный показатель проекта и сотрудника являются независимыми по отношению друг к другу, однако в некоторых случаях необходимо учитывать их коррелированность между собой, так как в рамках проектов разного уровня приоритета и стоимости каждый сотрудник может играть разную роль и влиять на исход проекта с разным уровнем эффективности [7]. В связи с этим целесообразно будет использовать показатель, который будет выявлять полезность и эффективность привлечения конкретного сотрудника на конкретный проект. Данный показатель будет служить проектным агрегированным показателем сотрудника:

$$I_c^n = I_c \cdot I_n, \quad (3)$$

Этот показатель предоставляет возможность выявлять полезность и эффективность привлечения конкретного сотрудника на конкретный проект, что полностью соответствует поставленной задаче.

Применение агрегированного проектного показателя сотрудника

Следуя подходу к операционному анализу сложных систем, предложенному в [8], введем следующие обозначения:

- $A = \{A_i, i = 1 \dots M\}$ – множество работ на проекте;
- $B = \{B_j, j = 1 \dots K\}$ – множество сотрудников ИТ-компании;
- x_j – производительность сотрудника B_j ;
- v_{ij} – среднее время выполнения работы A_i сотрудником B_j ;
- $v_j = \frac{1}{m} \sum v_{ij}$ – среднее время выполнения проекта сотрудником B_j ;
- p_j – вероятность подключения к работе на проекте сотрудника B_j ;
- γ_j – коэффициент загрузки на проекте сотрудника B_j ;
- $\gamma_j^{\text{доп}}$ – допустимый коэффициент загрузки на проекте сотрудника B_j ;
- w_0 – производительность проекта в целом.

Заметим, что в качестве вероятности p_j может выступать введенный ранее агрегированный проектный показатель сотрудника B_j . На практике при организации выполнения проекта достаточно часто выдвигаются два требования:

- среднее время выполнения проекта не должно превышать заданное \hat{y} ,

$$y = \sum_{j=1}^K \frac{v_j p_j \gamma_j^{\text{доп}}}{\gamma_j^{\text{доп}} - \gamma_j} \leq \hat{y}; \quad (4)$$

- коэффициент загрузки сотрудника B_j не должен превышать заданную норму $\gamma_j^{\text{доп}}$,

$$\gamma_j \leq \gamma_j^{\text{доп}}. \quad (5)$$

Если известно w_0 , то γ_j можно определить по формуле

$$\gamma_j = w_0 p_j \frac{v_j}{x_j}. \quad (6)$$

Знание конкретных значений работоспособности x_j сотрудника проекта, удовлетворяющих условиям (4) и (5), позволяет определять различные показатели выполняемого проекта. Ниже представлена оптимизационная задача, решение которой позволяет находить оптимальные значения x_j^* .

Введем величину h_j – заработная плата сотрудника B_j с производительностью x_j . Обозначим через F суммарную стоимость всех сотрудников на проекте:

$$F = \sum_{j=1}^K h_j x_j. \quad (7)$$

Требуется найти такие значения x_j , которые минимизируют функцию (7) при ограничениях (4) и (5).

Данную задачу нелинейного программирования нетрудно решить методом множителей Лагранжа:

$$x_j^* = \frac{1}{\hat{y}} \sqrt{\frac{p_j v_j}{h_j}} \sum_{s=1}^K \sqrt{p_s v_j h_{js}} + p_j w_0 \frac{v_j}{\gamma_j^{\text{доп}}}, j = 1 \dots K. \quad (8)$$

Авторы рассматривали и другие задачи многокритериальной оптимизации в данной постановке [8].

Заключение

Чем больше пользы сотрудник может принести на проекте, тем выше его проектный агрегированный показатель. Таким образом, расчет трудовых ресурсов проектных команд сводится к поиску такого сочетания сотрудников, при котором сумма их проектных агрегированных показателей будет максимальной, т. е. сформированные команды будут максимально эффективно работать на проектах с минимально возможными затратами.

Таким образом, введенные агрегированные показатели позволяют представить ресурсы для формирования проектных команд (сотрудников и проекты) в параметризовано-числовом виде и провести их ранжирование.

Список литературы

1. Schwalbe K. *Information Technology Project Management*. Cengage Learning; 2013.
2. Новиков Д.А. *Управление проектами: организационные механизмы*. Москва: ПМСОФТ; 2007.
3. Хвалев Е.А. *Практика формирования команды проекта*. СТО. 2015;9:32-35.
4. Adams L. *HR Disrupted: It's time for something different Paperback*. Tadley: Practical Inspiration Publishing; 2017.
5. Клиффорд Ф., Ларсон Э. *Управление проектами: Практическое руководство*. Москва: Дело и Сервис; 2003.
6. Parmenter D. *Key Performance Indicators (KPI): Developing, Implementing, and Using Winning KPIs*. Hoboken, New Jersey: Wiley; 2010.
7. Стеллман Э., Грин Дж. *Постигая Agile. Ценности, принципы, методологии*. Москва: Манн, Иванов и Фербер; 2017.
8. Чавкин А.М. *Методы и модели рационального управления в рыночной экономике*. Москва: Финансы и статистика; 2001.

References

1. Schwalbe K. *Information Technology Project Management*. Cengage Learning; 2013.
2. Novikov D.A. [Project management: organizational arrangements]. Moscow: PMSOFT; 2007. (in Russ)
3. Hvalev E.A. [Project team building concepts]. СТО = СТО. 2015;9:32-35. (in Russ)
4. Adams L. *HR Disrupted: It's time for something different Paperback*. Tadley: Practical Inspiration Publishing; 2017.
5. Clifford F., Larson E. [Project management: Practical guide]. Moscow: Case & Service; 2003. (in Russ)
6. Parmenter D. *Key Performance Indicators (KPI): Developing, Implementing, and Using Winning KPIs*. Hoboken, New Jersey: Wiley; 2010.

7. Stellman E., Green G. [*Learning Agile. Values, principles, methodology*]. Moscow: Mann, Ivanov and Ferber; 2017. (in Russ)
8. Chavkin A.M. [*Methods and models of rational management in market economy*]. Moscow: Finance and Statistics; 2001. (in Russ)

Вклад авторов

Котковец А.А. определил замысел и план исследования, произвел анализ и математическое обоснование агрегированных показателей.

Поттосина С.А. предложила оптимизационную двухкритериальную модель, провела критический пересмотр в части значимого интеллектуального содержания, выполнила окончательное утверждение рукописи для публикации.

Пинчук Т.Г. получила аналитическое решение оптимизационной задачи, выполнила редактирование рукописи.

Authors' contribution

Kotkovets A.A. defined the idea and plan of the study, made an analysis and mathematical justification of the aggregated indicators.

Pottosina S.A. proposed an optimization two-criteria model, carried out a critical revision in terms of significant intellectual content and completed the final approval of the manuscript for publication.

Pinchuk T.G. received an analytical solution to the optimization problem, performed the editing of the manuscript.

Сведения об авторах

Котковец А.А., аспирант кафедры экономической информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Поттосина С.А., к.ф.-м.н., доцент кафедры экономической информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Пинчук Т.Г., старший преподаватель кафедры экономической информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kotkovets A.A., Postgraduate student at the Department of Economic Informatics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Pottosina S.A., PhD, Associate Professor at the Department of Economic Informatics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Pinchuk T.G., Senior Lecturer at the Department of Economic Informatics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-85-19;
Пинчук Татьяна Георгиевна

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-85-19;
Pinchuk Tatsiana Georgievna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-86-93>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.031.6; 004.627

АРХИТЕКТУРА ПРОЦЕССОРА ВЫЧИСЛЕНИЯ ДИСКРЕТНОГО КОСИНУСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПО СХЕМЕ LOSLESS-TO-LOSSY

В.В. КЛЮЧЕНЯ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 22 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Аппаратные реализации блоков дискретного косинусного преобразования (ДКП) на арифметике с фиксированной запятой, известные как IntDCT [1] и BinDCT [2], требуют решения некоторых вопросов. Один из главных вопросов – выбор между реализацией преобразования на ПЛИС или реализацией на цифровом сигнальном процессоре (Digital Signal Processor, DSP). Каждая из реализаций имеет как свои плюсы, так и минусы. Одним из самых главных достоинств реализации на DSP является наличие специальных инструкций, используемых в DSP, в частности, возможность перемножения двух чисел за один такт. Поэтому с появлением DSP было снято ограничение на количество умножений в алгоритмах. С другой стороны, при реализации блока на ПЛИС можно не ограничивать себя разрядностью данных (в разумных пределах), имеется возможность параллельной обработки всех поступающих данных и реализации специализированных вычислительных ядер для различных задач. По сути, проектирование систем мультимедиа на ПЛИС напоминает проектирование схожих систем на логике малой и средней степени интеграции. Такая реализация имеет те же ограничения: относительно малое количество доступной памяти, необходимость проектировать базовые элементы конструкции (умножители, делители) и т. д. Именно неравнозначность операций сложения и умножения при реализации их на ПЛИС и обусловила поиски алгоритмов ДКП с наименьшим числом множителей. Однако даже этого недостаточно, поскольку структура умножителя во много раз сложнее структуры сумматора, что заставило искать способы преобразования без использования умножений вообще. В статье показано, как на основе целочисленного прямого и обратного ДКП и распределенной арифметики создать новую универсальную архитектуру декоррелирующего преобразования на ПЛИС типа FPGA без операций умножения для систем трансформационного кодирования изображений, которые работают по принципу lossless-to-lossy (L2L), и получить лучшие экспериментальные результаты по аппаратным ресурсам по сравнению с аналогичными системами сжатия.

Ключевые слова: ДКП, дискретное косинусное преобразование, L2L, lossless-to-lossy, архитектура, FPGA (Field-Programmable Gate Array), блочная лестничная структурная параметризация, БЛСП.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Ключеня В.В. Архитектура процессора вычисления дискретного косинусного преобразования для систем сжатия изображения по схеме lossless-to-lossy. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 86-93.

ARCHITECTURE OF THE DISCRETE COSINE TRANSFORMATION PROCESSOR FOR IMAGE COMPRESSION SYSTEMS ON THE LOSSLESS-TO-LOSSY CIRCUIT

VITALY V. KLIUCHENIA

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 22 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The hardware implementations of fixed-point DCT blocks, known as IntDCT [1] and BinDCT [2], require some solutions. One of the main issues is the choice between the implementation of the conversion on FPGA, or the implementation on a digital signal processor (Digital Signal Processor, DSP). Each of the implementations has its own pros and cons. One of the most important advantages of the DSP implementation is the presence of special instructions used in DSP, in particular, the ability to multiply two numbers in one clock cycle. Therefore, with the advent of DSP, the limitation on the number of multiplications in algorithms was removed. On the other hand, when implementing a block on an FPGA, we can limit not ourselves to the bitness of the data (within reasonable limits), we have the ability to parallelize all incoming data and implement specialized computing cores for various tasks. In fact, designing multimedia systems on FPGAs reminds the design of similar systems based on the logic of a small and medium degree of integration. Such an implementation has the same limitations: a relatively small amount of available memory, the need to design basic structural elements (multipliers, divisors), etc. It is the inequality of the addition and multiplication operations when they are implemented on FPGAs that caused the search for DCT algorithms with the smallest number of factors. However, even this is not enough, since the structure of the multiplier is many times more complex than the structure of the adder, which made it necessary to look for ways to transform without using multiplications at all. This article shows how, on the basis of integer direct and inverse DCT and distributed arithmetic, to create a new universal architecture of decorrelated transform on FPGAs without multiplication operations for image transformation coding systems that operate on the principle of lossless-to-lossy (L2L), and to obtain the best experimental results in terms of hardware resources compared to comparable compression systems.

Keywords: DCT, discrete cosine transform, L2L, lossless-to-lossy, architecture, FPGA (Field-Programmable Gate Array), block staircase structural parameterization, BLSP.

Conflict of interests. The author declare no conflict of interests.

For citation. Kliuchenia V.V. Architecture of the discrete cosine transformation processor for image compression systems on the lossless-to-lossy circuit. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 86-93.

Введение

Как видно из статей [1–4] и структур блочной лестничной структурной параметризации (БЛСП) [3], постоянно приходится реализовывать прямое и обратное дискретное косинусное преобразование (ДКП и ОДКП), так как оно является основным компонентом декоррелирующего преобразования в кодерах и декодерах обработки изображений и видеосигнала. Также обратная матрица ДКП, равная транспонированной матрице ДКП, является вторым блоком в двумерном 2D ДКП, который выполняет преобразование по столбцам. Для экономии аппаратных ресурсов на кристалле ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема) целесообразно объединить модули прямого и обратного ДКП или использовать унифицированную структуру процессора, на основе которой можно вычислять как обратное, так и прямое преобразование.

Для построения математической модели воспользуемся формулами прямого и обратного преобразования ДКП 8×8 2D ДКП и 2D ОДКП, которые описываются следующими образом:

$$Y_{u,v} = \frac{1}{4} k_u k_v \sum_{i=0}^7 \sum_{j=0}^7 x_{i,j} \cos((2i+1)u\pi/16) \cos((2j+1)v\pi/16); \quad (1)$$

$$x_{i,j} = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 k_u k_v Y_{u,v} \cos((2i+1)u\pi/16) \cos((2j+1)v\pi/16), \quad (2)$$

где $k_u = k_v = 1/\sqrt{2}$ для $u = v = 0$; $k_u = k_v = 1$ для $1 \leq u, v \leq 7$.

В соответствии с методом построчно-столбцовой декомпозиции одномерное 1D 8-точечное ДКП и ОДКП представляются уравнениями (3):

$$Z_n = \frac{1}{2} k_n \sum_{m=0}^7 x_m \cos((2m+1)n\pi/16); \quad x_m = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^7 k_n Z_n \cos((2m+1)n\pi/16), \quad (3)$$

где $k_n = \sqrt{2}$ для $n = 0$; $k_n = 1$ для ненулевых n , x_m и Z_m – вектора входных и выходных данных:

$$x_m = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7]^T; \quad Z_m = [Z_0 \ Z_1 \ Z_2 \ Z_3 \ Z_4 \ Z_5 \ Z_6 \ Z_7]^T. \quad (4)$$

Произведение вектора x на матрицу коэффициентов ДКП раскладывается как:

$$\begin{pmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \\ Z_6 \\ Z_7 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} c_4 & c_4 \\ c_1 & c_3 & c_5 & c_7 & -c_7 & -c_5 & -c_3 & -c_1 \\ c_2 & c_6 & -c_6 & -c_2 & -c_2 & -c_6 & c_6 & c_2 \\ c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 & c_5 & c_1 & c_7 & -c_3 \\ c_4 & -c_4 & -c_4 & c_4 & c_4 & -c_4 & -c_4 & c_4 \\ c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 & -c_3 & -c_7 & c_1 & -c_5 \\ c_6 & -c_2 & c_2 & -c_6 & -c_6 & c_2 & -c_2 & c_6 \\ c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 & c_1 & -c_3 & c_5 & c_7 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_4 & c_4 & c_4 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_2 & c_6 & -c_6 & -c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_4 & -c_4 & c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_6 & -c_2 & c_2 & -c_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_3 & c_5 & c_7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 + x_7 \\ x_1 + x_6 \\ x_2 + x_5 \\ x_3 + x_4 \\ x_0 - x_7 \\ x_1 - x_6 \\ x_2 - x_5 \\ x_3 - x_4 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $c_i = \cos(i\pi/16)$ для $i = 1, 2 \dots 7$.

Масштабирующий коэффициент 1/2 и перестановочную матрицу можно опустить, и произведение на матрицу коэффициентов Z_n прямого ДКП (3) раскладывается на четную часть $Z_ч$ и нечетную $Z_{нч}$ [5]:

$$Z_ч = \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_2 \\ Z_4 \\ Z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_4 & c_4 & c_4 & c_4 \\ c_2 & c_6 & -c_6 & -c_2 \\ c_4 & -c_4 & -c_4 & c_4 \\ c_6 & -c_2 & c_2 & -c_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = C_ч a; \quad Z_{нч} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_3 \\ Z_5 \\ Z_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & c_3 & c_5 & c_7 \\ c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 \\ c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 \\ c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = C_{нч} b, \quad (6)$$

$$\text{где } a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 + x_7 \\ x_1 + x_6 \\ x_2 + x_5 \\ x_3 + x_4 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 - x_7 \\ x_1 - x_6 \\ x_2 - x_5 \\ x_3 - x_4 \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$C_{\text{ч}} = \begin{bmatrix} c_4 & c_4 & c_4 & c_4 \\ c_2 & c_6 & -c_6 & -c_2 \\ c_4 & -c_4 & -c_4 & c_4 \\ c_6 & -c_2 & c_2 & -c_6 \end{bmatrix}; C_{\text{нч}} = \begin{bmatrix} c_1 & c_3 & c_5 & c_7 \\ c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 \\ c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 \\ c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Аналогичным образом произведение выходного вектора Z на матрицу коэффициентов ОДКП раскладывается на следующее произведение матриц:

$$\begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} c_4 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \\ c_4 & c_3 & c_6 & -c_7 & -c_4 & -c_1 & -c_2 & -c_5 \\ c_4 & c_5 & -c_6 & -c_1 & -c_4 & c_7 & c_2 & c_3 \\ c_4 & c_7 & -c_2 & -c_5 & c_4 & c_3 & -c_6 & -c_1 \\ c_4 & -c_7 & -c_2 & c_5 & c_4 & -c_3 & -c_6 & c_1 \\ c_4 & -c_5 & -c_6 & c_1 & -c_4 & -c_7 & c_2 & -c_3 \\ c_4 & -c_3 & c_6 & c_7 & -c_4 & c_1 & -c_2 & c_5 \\ c_4 & -c_1 & c_2 & -c_3 & c_4 & -c_5 & c_6 & -c_7 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \\ Z_6 \\ Z_7 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} c_4 & c_2 & c_4 & c_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & c_6 & -c_4 & -c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_6 & -c_4 & c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_4 & -c_2 & c_4 & -c_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & c_3 & c_5 & c_7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \\ Z_5 \\ Z_6 \\ Z_7 \end{pmatrix}, \quad (9)$$

$$\text{где } \frac{1}{2} \mathbf{a} = \begin{bmatrix} c_4 & c_2 & c_4 & c_6 \\ c_4 & c_6 & -c_4 & -c_2 \\ c_4 & -c_6 & -c_4 & c_2 \\ c_4 & -c_2 & c_4 & -c_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_2 \\ Z_4 \\ Z_6 \end{bmatrix} = C_{\text{ч}}^T Z_{\text{ч}}; \frac{1}{2} \mathbf{b} = \begin{bmatrix} c_1 & c_3 & c_5 & c_7 \\ c_3 & -c_7 & -c_1 & -c_5 \\ c_5 & -c_1 & c_7 & c_3 \\ c_7 & -c_5 & c_3 & -c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_3 \\ Z_5 \\ Z_7 \end{bmatrix} = C_{\text{нч}}^T Z_{\text{нч}}; \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} (\mathbf{a} + \mathbf{b}); \begin{bmatrix} x_7 \\ x_6 \\ x_5 \\ x_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} (\mathbf{a} - \mathbf{b}). \quad (11)$$

Проанализировав формулы (5)–(11), можно выделить повторяющиеся элементы в матрицах ДКП и ОДКП и построить структуру вычисления прямого и обратного ДКП (рис. 1), состоящую из модулей пред- и постобработки данных, модулей четной и нечетной части вычисления ДКП и ОДКП, каждому модулю соответствует свое матричное представление.

Процессор вычисления прямого и обратного ДКП

Архитектура для вычисления прямого и обратного ДКП состоит из модулей четной и нечетной части вычисления ДКП и ОДКП, модулей пред- и постобработки данных и памяти для сохранения промежуточных значений 1D ДКП, которые в дальнейшем будут использоваться при вычислении двумерного 2D ДКП (рис. 1).

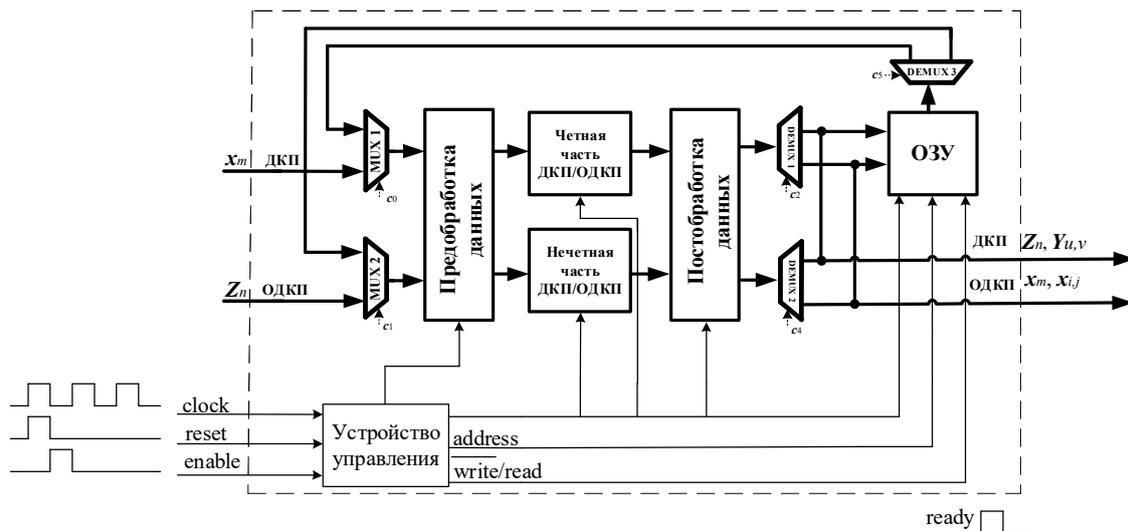


Рис. 1. Архитектура процессора прямого и обратного ДКП
Fig. 1. Direct and invers DCT processor architecture

Модули пред- и постобработки данных представляются в виде банка входных регистров и мультиплексоров, сумматоров и демультимплексоров, которые распределяют результаты вычислений ДКП и ОДКП в выходные регистры согласно формулам (7), (11). Вычисление модулей четной и нечетной части прямого и обратного ДКП происходит по следующим формулам:

$$\begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_2 \\ Z_4 \\ Z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 + a_3 & a_1 + a_2 \\ a_0 + a_3 & -(a_1 + a_2) \\ Z_0 & Z_4 \\ Z_0 & -Z_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_4 \\ c_4 \end{bmatrix} = c_4 \begin{bmatrix} a_0 + a_3 + a_1 + a_2 \\ a_0 + a_3 - (a_1 + a_2) \\ Z_0 + Z_4 \\ Z_0 - Z_4 \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} d_2 \\ d_3 \\ Z_2 \\ Z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_2 & Z_6 \\ -Z_6 & Z_2 \\ a_0 - a_3 & a_1 - a_2 \\ -(a_1 - a_2) & a_0 - a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_2 \\ c_6 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} a_0 + a_3 \\ a_1 + a_2 \\ a_0 - a_3 \\ a_1 - a_2 \end{bmatrix}, \quad \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 + d_2 \\ d_1 + d_3 \\ d_1 - d_3 \\ d_0 - d_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Структура четной части ДКП, представленная на рис. 2, состоит, согласно формулам (12), (13), из трех частей.

Часть предварительного вычисления значений множимого, которая состоит из сумматоров-вычитателей и наборов регистров, где хранятся предварительно рассчитанные значения или входные данные. Для расчета значений четной части ДКП потребуется семь тактов синхросигнала, а для расчета четной части ОДКП потребуется три такта.

Умножения на коэффициенты c_2 , c_4 и c_6 , реализованные при помощи метода распределенной арифметики, в основе которого лежат последовательные побитные вычислительные операции, осуществление которых позволяет получать выходной результат из пары входных векторов на каждом отдельном этапе вычисления. Так как необходимо получить перфективную реконструкцию и минимальные аппаратные затраты, то будем использовать схему, где данные обрабатываются по одному биту за такт (1-ВААТ – one-bit-at-a-time) [6]. Для получения результатов умножения на константы c_2 , c_6 и c_4 потребуется 12 тактов синхросигнала, предварительные значения сумм коэффициентов c_2 и c_6 и отдельно коэффициента c_4 , которые хранятся в памяти (ПЗУ). Все значения коэффициентов и входных данных представлены в дополнительном коде. На 19 такте синхросигнала формируется сигнал готовности ready значений ДКП.

Третья часть предназначена для постобработки произведений ОДКП согласно формуле (13), для этого потребуется 4 такта синхросигнала. На 19 такте синхросигнала формируется сигнал готовности ready значений четной части ОДКП. Временная задержка

определяется как $t_{\text{четной части}} = t_{\text{множимого}} + t_{DA \text{ умножения}} + t_{\text{постобработки}}$, где время $t_{\text{множимого}}$ и $t_{\text{постобработки}}$ можно уменьшить за счет распараллеливания процесса вычисления, $t_{DA \text{ умножения}} = (N/L+1)f_{\text{max}}$, где N – разрядность входных данных, и зависит от количества L бит, обрабатываемых за такт, и время умножения на постоянные коэффициенты может быть уменьшено до одного такта синхросигнала. Минимальное время $t_{\text{множимого}}$ может быть уменьшено до двух тактов, т. е. один такт для вычисления $(a_0 + a_3)$ и $(a_1 + a_2)$, второй такт для вычисления выражений $(a_0 + a_3 + a_1 + a_2)$ и $(a_0 + a_3 - (a_1 + a_2))$, но для этого надо распараллелить вычисления и увеличить аппаратные ресурсы. Минимальное время $t_{\text{постобработки}}$ может быть равно одному такту синхросигнала после распараллеливания вычислений. Максимальная задержка и минимальная пропускная способность модуля будет равна $7 + 12 = 19$ тактам для вычисления ДКП и $3 + 12 + 4 = 19$ тактам для вычисления ОДКП.

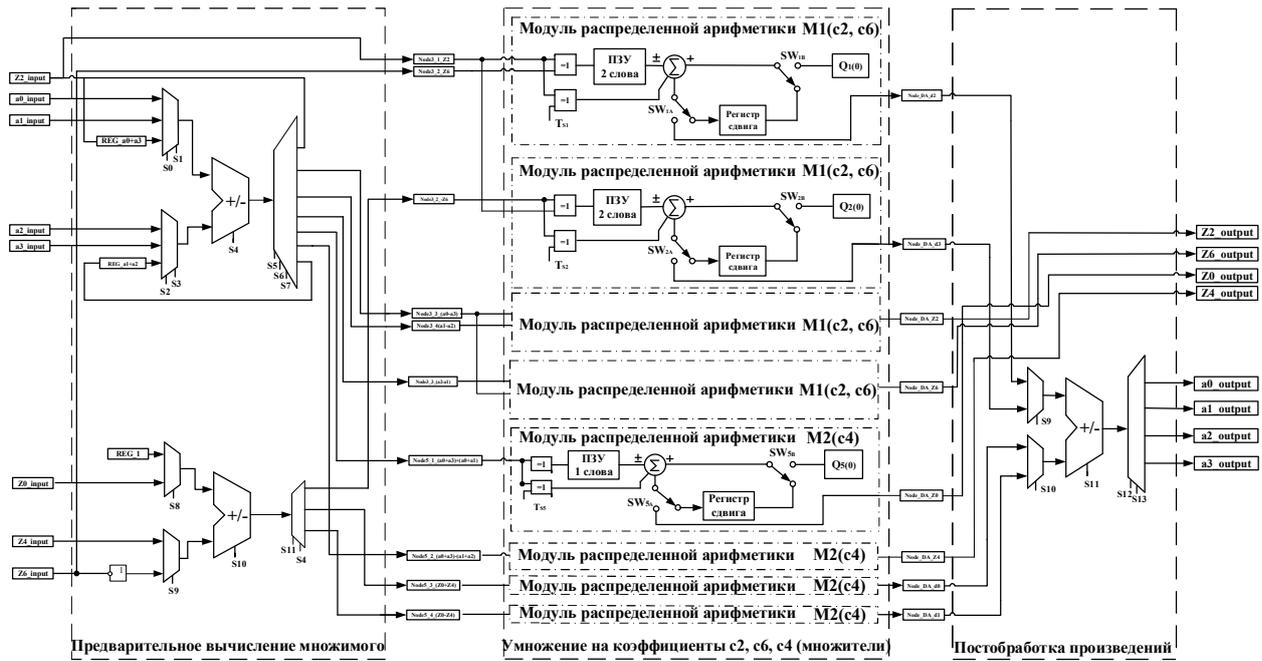


Рис. 2. Структура четной части модуля ДКП-ОДКП
Fig. 2. The structure of even part of the DCT-IDCT module

Нечетная часть прямого и обратного ДКП выражается формулами (14), для этого надо представить формулы (10), (11) в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} Z_7 \\ Z_5 \\ Z_1 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b_3 & b_2 & b_0 & -b_1 \\ -b_1 & b_3 & b_2 & b_0 \\ b_0 & b_1 & b_3 & b_2 \\ -b_2 & b_0 & -b_1 & -b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_3 \\ c_7 \\ c_5 \end{bmatrix}; \frac{1}{2} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_3 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_3 & Z_7 & Z_5 \\ -Z_5 & Z_1 & -Z_3 & -Z_7 \\ -Z_7 & Z_5 & Z_1 & -Z_3 \\ -Z_3 & Z_7 & Z_5 & Z_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_3 \\ c_7 \\ c_5 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Структура нечетной части ДКП представлена на рис. 3. Она состоит из модулей распределенной арифметики, все возможные значения множителей представлены в виде суммы коэффициентов c_1, c_3, c_5 и c_7 и хранятся в ПЗУ, вычисления производятся согласно формулам (14). Для получения результатов нечетной части ДКП и ОДКП понадобится 13 тактов синхросигнала, то есть один такт для получения отрицательного числа и 12 тактов для получения результатов умножения на константы c_1, c_3, c_5 и c_7 . Временная задержка будет вычисляться как $t_{\text{нечетной части}} = 1 + t_{DA \text{ нечетной части}}$, где $t_{DA \text{ нечетной части}} = (N/L+1)f_{\text{max}}$ и зависит от параметра ускорения L . Максимальная задержка и минимальная пропускная способность будет равна $1 + 12 = 13$ тактам синхросигнала. Минимальная задержка и максимальная пропускная способность будет вычисляться как $1 + 1 = 2$ такта синхросигнала.

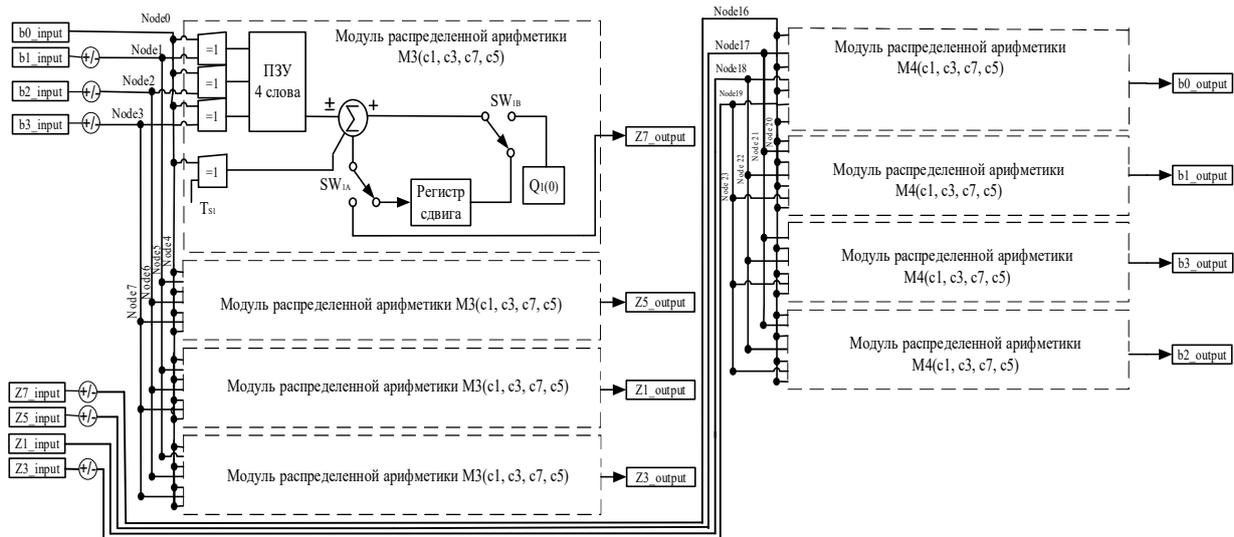


Рис. 3. Структура нечетной части модуля ДКП-ОДКП
Fig. 3. The structure of odd part module DCT-IDCT

Для вычисления 2-D ДКП потребуется:

- 8 тактов синхросигнала в модуле предобработки данных, затем 19 тактов в модуле обработки четной части и 13 тактов для параллельной обработки нечетной части;
- после 27 тактов рассчитанные значения для первого 8-точечного вектора сохраняются в памяти, через 160 тактов задержки в памяти сохранится результат вычислений постолбцового преобразования для блока изображений размерностью 8×8 , затем поступит на вход ОДКП предварительной обработки первый блок данных для постолбцового преобразования;
- далее происходит вычисление четной и нечетной части ОДКП или постолбцового 2D преобразования. В результате первый 8-точечный вектор для 2D ДКП получим на 187 такте синхросигнала (рис. 4).

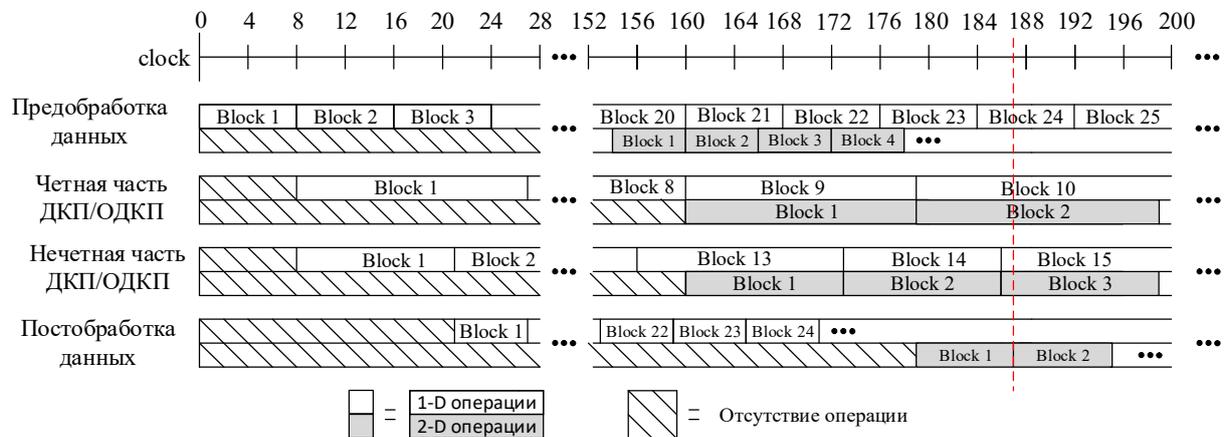


Рис. 4. Временная диаграмма 1D и 2D преобразования
Fig. 4. Timing diagram 1D and 2D conversion

Сравним реализацию универсального рекурсивного процессора ДКП-ОДКП с уже существующими [5, 7–9] на основе ПЛИС с архитектурой FPGA Spartan-2 (таблица).

Из таблицы видно, что предлагаемая реализация требует в два раза меньше аппаратных затрат в сравнении с аналогичной, описанной в [5], и в несколько раз меньше занимает площади кристалла в сравнении с [7–9], где представлена реализация только одного прямого ДКП. По скорости работы предлагаемая реализация не на много уступает решениям в [5, 9].

Таблица 1. Сравнение реализаций двумерного ДКП и модулей ДКП-ОДКП на Spartan-2 XC2VP30
Table 1. Comparison of implementations two-dimensional DCT and DCT-IDCT modules on Spartan-2 XC2VP30

Архитектура Architecture	Из [7] From [7]	Из [8] From [8]	Из [9] From [9]	Из [5] From [5]	Предлагаемая Proposed
Функция	ДКП	ДКП	ДКП	ДКП/ОДКП	ДКП/ОДКП
Number of 4 input LUTs	2990	10310	2618	2237	1109
Number of Slices	1872	5729	2823	1352	627
Number of Slice Flip Flops	1837	3736	3431	1170	887
Clock Frequency (MHz)	99	149	107	168	120
Max. Delay (ns)	10,1	6,7	9,3	6,2	8,3

Заключение

Предложена архитектура универсального процессора вычисления 2D декоррелирующего преобразования для кодирования изображений по схеме L2L (2D ДКП-ОДКП), особенностью которой является параллельное выполнение прямого и обратного ДКП в цикле синхронизации процессора и сокращение аппаратных затрат по сравнению со стандартной архитектурой разделимого 2D декоррелирующего преобразования на основе ДКП в два раза. Данную архитектуру процессора можно рассматривать как структурное решение для реализации обратимого целочисленного 2D декоррелирующего преобразователя для систем кодирования изображений по схеме L2L.

Список литературы / References

1. Suzuki T. Integer DCT Based on Direct-Lifting of DCT-IDCT for Lossless-to-Lossy Image Coding. *IEEE Transactions on image processing*. November 2010;19(11):2958-2965.
2. Dang P.P. BinDCT and Its Efficient VLSI Architectures for Real-Time Embedded Applications. *Journal of imaging science and technology*. March/April 2005;49(2):124-137.
3. Suzuki T. Integer fast lapped transforms based on direct-lifting of DCTs for lossy-to-lossless image coding. *EURASIP Journal on Image and Video Processing*. 2013;1:1-9.
4. Suzuki T. Realization of lossless-to-lossy image coding compatible with JPEG standard by direct-lifting of DCT-IDCT. *Proceedings of the 17th IEEE Intern. Conf. on Image Processing (ICIP'2010)*. Hong Kong. 26-29 Sept.; 2010: 389-392.
5. Chen Y.H. A High-Throughput and Area-Efficient Video Transform Core With a Time Division Strategy. *IEEE Trans. VLSI Syst.* 2014;22(11):2268-2277.
6. White S.A. Applications of Distributed Arithmetic to Digital Signal Processing: A Tutorial Review. *IEEE ASSP Magazine*. 1989;6(3):4-19.
7. Chen Y.H. High throughput DA-based DCT with high accuracy error-compensated adder tree. *IEEE Trans. VLSI Syst.* Apr. 2011;19(4):709-714.
8. Low-power and high-quality Cordic-based Loeffler DCT for signal processing. *IET Circuit, Devices & System*. December 2007;1:453-461.
9. Tumeo A. A pipelined fast 2D-DCT accelerator for FPGA-based SoCs. *In Proc. IEEE Comput. SoC. Annu. Symp. VLSI*. 2007: 331-336.

Сведения об авторах

Ключеня В.В., к.т.н., доцент кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kliuchenia V.V., PhD, Associate Professor at the Electronic Computing Department of the 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. +375-29-701-54-89;
e-mail: vitaly.kliuchenia@gmail.com
Ключеня Виталий Васильевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-701-54-89;
e-mail: vitaly.kliuchenia@gmail.com
Kliuchenia Vitaly Vasilevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-94-101>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 52.08

СТАТИЧЕСКИЕ РАДИАЦИОННЫЕ ПОЛЯ МАЛЫХ РАЗМЕРОВ И ДЕТЕКТОРЫ ДЛЯ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДОЗИМЕТРИИ МАЛЫХ ПОЛЕЙ В ДИСТАНЦИОННОЙ ЛУЧЕВОЙ ТЕРАПИИ

В.С. ПИСКУНОВ¹, И.Г. ТАРУТИН²

¹Учреждение здравоохранения «Витебский областной клинический онкологический диспансер»
(г. Витебск, Республика Беларусь)

²Республиканский научно-практический центр онкологии и медицинской радиологии
им. Н.Н. Александрова (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 30.06.2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Целью работы является анализ существующих детекторов для относительной дозиметрии радиационных полей малых размеров в дистанционной лучевой терапии и требований к ним, рассмотрение проблем при проведении дозиметрии радиационных полей малых размеров, определение физических условий, при которых внешний фотонный пучок может быть обозначен как малое поле. В современной лучевой терапии наблюдается рост использования малых статических полей, чему способствует общая доступность стандартных и дополнительных многолепестковых коллиматоров и лечебных аппаратов нового поколения различного дизайна. В настоящее время растет интерес к использованию таких методик облучения, как стереотаксическая радиохирurgia, стереотаксическая лучевая терапия тела, лучевая терапия с модуляцией интенсивности, в которых широко используются малые поля. Это увеличило неопределенности при проведении клинической дозиметрии, в особенности для малых полей. Точная дозиметрия малых полей важна при вводе в эксплуатацию линейных ускорителей и является сложной задачей, особенно для очень малых полей, используемых в стереотаксической радиотерапии. В ходе работы проведено исследование актуальных проблем при дозиметрии радиационных полей малых размеров в дистанционной лучевой терапии. Рассмотрены физические условия, при которых внешний фотонный пучок может быть обозначен как малое поле. Произведен обзор и анализ существующих детекторов для относительной дозиметрии радиационных полей малых размеров, а также анализ требований к характеристикам детекторов. При проведении анализа детекторов было выявлено, что жидкостные ионизационные камеры, кремниевые диоды, алмазные детекторы, органические сцинтилляторы, радиохромная пленка, термолюминесцентные дозиметры и оптически стимулированные люминесцентные детекторы считаются подходящими для относительной дозиметрии малых фотонных полей и рекомендуются для использования в клиниках, где осуществляется радиотерапия.

Ключевые слова: ионизационная камера, кремниевый диод, алмазный детектор, рентгенографическая пленка, термолюминесцентный дозиметр.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Пискунов В.С., Тарутин И.Г. Статические радиационные поля малых размеров и детекторы для относительной дозиметрии малых полей в дистанционной лучевой терапии. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 94-101.

STATIC SMALL RADIATION FIELDS AND DETECTORS FOR RELATIVE SMALL FIELD DOSIMETRY IN EXTERNAL BEAM RADIOTHERAPY

VALERY S. PISKUNOU¹, IHAR G. TARUTIN²

¹Healthcare Institution “Vitebsk Regional Clinical Oncology Dispensary” (Vitebsk, Republic of Belarus)

²N.N. Alexandrov National Cancer Centre (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 30 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. The aim of this work is to analyze existing detectors for the relative dosimetry of small radiation fields in external beam radiation therapy and the requirements for them, consider the problems in carrying out dosimetry of small radiation fields, determine the physical conditions under which an external photon beam can be designated as a small field.

In modern radiation therapy, there is an increase in the use of small static fields, which is facilitated by the general availability of standard and optional multileaf collimators and new generation treatment machines of various designs. There is growing interest in the use of such radiation techniques as stereotactic radiosurgery, stereotactic body radiotherapy, intensity modulated radiotherapy, which are widely used small fields. This has increased the uncertainties in clinical dosimetry, especially for small fields. Accurate dosimetry of small fields is important when commissioning linear accelerators and is a difficult task, especially for very small fields used in stereotactic radiotherapy. In the course of the work, a study of topical problems in the dosimetry of small radiation fields in external beam radiation therapy has been carried out. The physical conditions under which the external photon beam can be designated as a small field are considered. A review and analysis of existing detectors for the relative dosimetry of small radiation fields, as well as an analysis of the requirements for the character. The analysis revealed that liquid ionization chambers, silicon diodes, diamond detectors, organic scintillators, radiochromic films, thermoluminescent dosimeters and optically stimulated luminescence detectors are considered suitable for relative dosimetry of small photon fields and are recommended for use in clinics where radiotherapy is performed.

Keywords: ionization chamber, silicon diode, diamond detector, radiographic film, thermoluminescent dosimeter.

Conflict of interest. The authors declare no conflict of interest.

For citation. Piskunou V.S., Tarutin I.G. Static small radiation fields and detectors for relative small field dosimetry in external beam radiotherapy. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 94-101.

Введение

В современной лучевой терапии наблюдается тенденция к увеличению использования малых полей в планах лучевой терапии, чему способствует общая доступность стандартных многолепестковых коллиматоров (multileaf collimator – MLC) и лечебных аппаратов нового поколения различного дизайна.

Для традиционной конвенциональной лучевой терапии дозиметрия основана на широко принятых протоколах, таких как Стандарт МАГАТЭ TRS № 398 [1], публикация Американской ассоциации физиков в медицине (AAPM) – протокол TG-51 [2]. Эти и другие протоколы основаны на измерениях с использованием ионизационной камеры с калибровочным коэффициентом для перехода от единиц заряда к поглощенной дозе в воде, определяемым в лаборатории первичных стандартов по дозиметрии для эталонных условий, таких как опорный размер поля 10 × 10 см. Отклонения от эталонных условий, такие как определение поглощенной дозы в воде для пучков с различными размерами поля, рассматривались менее подробно или не учитывались вообще.

В настоящее время растет интерес к использованию таких методик облучения, как стереотаксическая радиохирургия (stereotactic radiosurgery – SRS), стереотаксическая лучевая

терапия тела (stereotactic body radiotherapy – SBRT), лучевая терапия с модуляцией интенсивности (intensity modulated radiotherapy – IMRT), в которых широко используются малые поля. Это увеличило неопределенности при проведении клинической дозиметрии, в особенности для малых полей, основанной на описанных выше протоколах измерений. В то же время наблюдаемые дозиметрические погрешности стали больше и оказывают значительное влияние на предполагаемый результат курса лучевой терапии, чем при использовании стандартных радиационных полей. В основном по нескольким причинам: стандартные условия, рекомендуемые обычными протоколами, не могут быть реализованы на некоторых радиотерапевтических аппаратах; процедуры измерения для определения поглощенной дозы в воде в малых и сложных полях не стандартизированы.

Целью данной работы является рассмотрение основных проблем при проведении дозиметрии радиационных полей малых размеров, анализ существующих детекторов для относительной дозиметрии радиационных полей малых размеров в дистанционной лучевой терапии и требований к ним.

Условия определения малого поля

Чтобы внешний фотонный пучок был обозначен как малое поле, должно быть выполнено по крайней мере одно из следующих трех физических условий:

- потеря латерального равновесия заряженных частиц (lateral charged particle equilibrium – LCPE) (рис. 1);
- частичное перекрытие первичного источника фотонов коллимирующими устройствами (рис. 2);
- размер детектора такой же или больше по сравнению с размерами радиационного поля (рис. 3).

Первые две характеристики связаны с пучком, а третья связана с детектором для данного размера поля. Во всех этих трех условиях присутствует перекрытие между полутенью поля и объемом детектора.

Потеря LCPE происходит в пучках фотонов, если половина ширины или радиус пучка меньше диапазона максимального пробега вторичных электронов, которые вносят существенный вклад в поглощенную дозу.

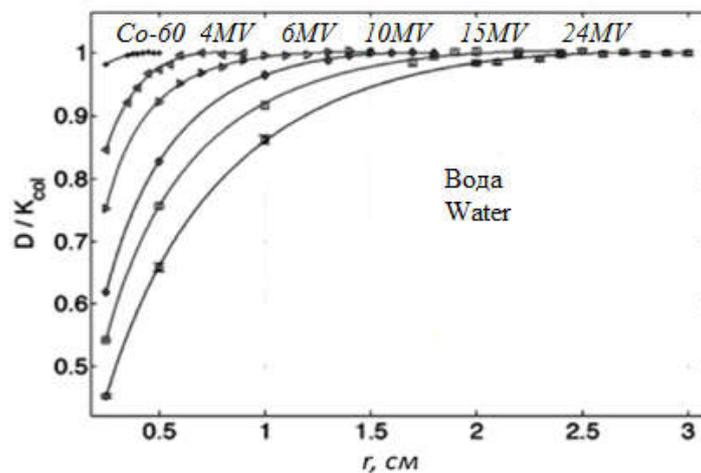


Рис. 1. Отношения поглощенной дозы в воде к ионизационной керме (D/K_{col}), просчитанные методом Монте – Карло на глубине 5 см для фотонных пучков высоких энергий [3]

Fig. 1. Ratios of dose-to-water to water-collision-kerma calculated by Monte Carlo simulation in water at 5 cm depth on the central axis of high energy photon beams [3]

Отсутствие LCPE является проблемой для экспериментальной дозиметрии, поскольку нарушается баланс заряженных частиц, попеременно рассеянных в пучок и из пучка.

Второе условие продемонстрировано на рис. 2. В малом поле, созданном коллиматором, который экранирует часть первичного источника фотонов, выходная мощность на центральной оси пучка будет более низкой по сравнению с размерами поля, где источник полностью открыт.

Потеря LCPE и эффект частичного перекрытия первичного источника фотонов вызывают резкое падение интенсивности пучка с уменьшением размера поля. Это падение становится более выраженным при увеличении энергии пучка фотонов или уменьшении плотности среды (в обоих случаях возрастают диапазоны пробега электронов).

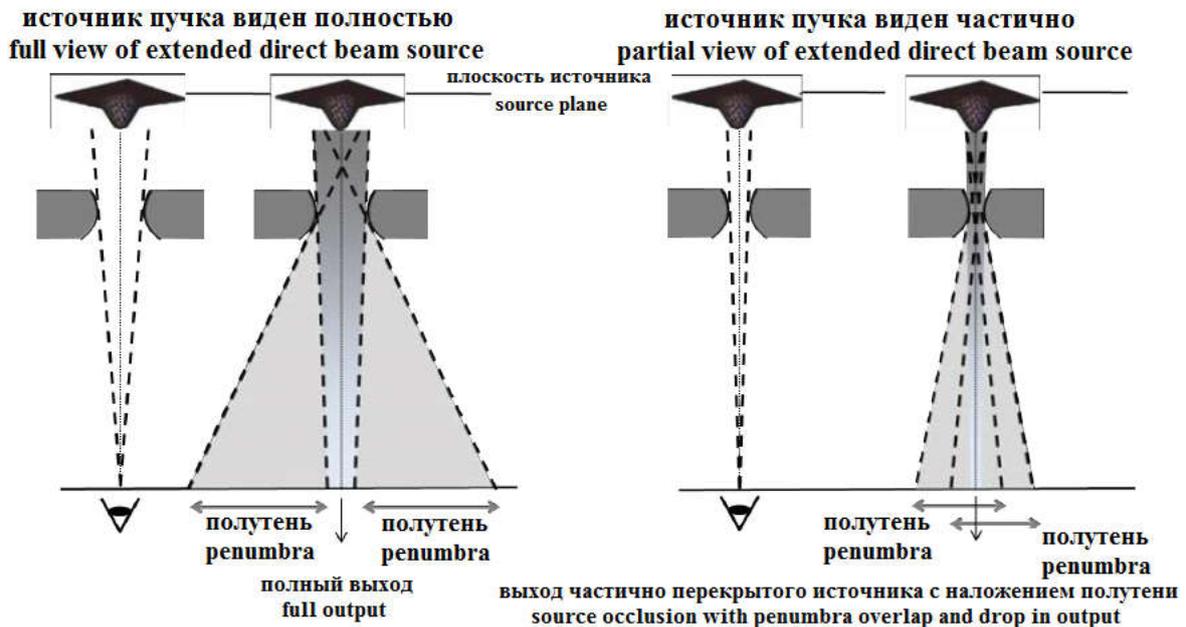


Рис. 2. Схематическое изображение эффекта частичного перекрытия источника [3]

Fig. 2. Schematic illustration of the source occlusion effect [3]

Третья особенность, которая характеризует малое поле – это размер детектора относительно размера поля излучения. Детектор генерирует сигнал, который пропорционален средней поглощенной дозе в его чувствительном объеме, и на этот сигнал влияет однородность поглощенной дозы в объеме детектирования (усреднение по объему). Этот эффект в малом поле показан на рис. 3.

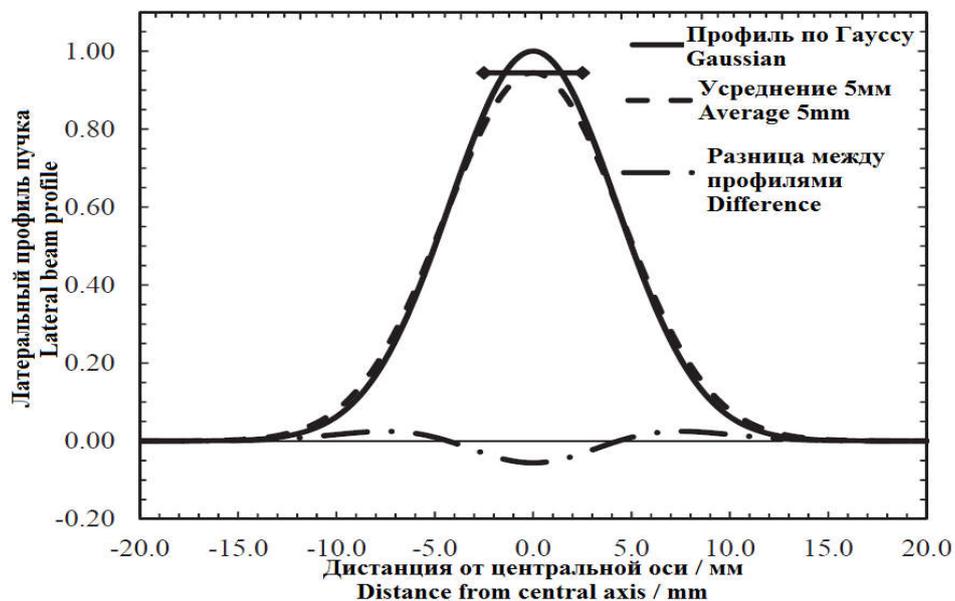


Рис. 3. Схематическое изображение эффекта усреднения по объему в одном измерении [3]

Fig. 3. Schematic illustration of the volume averaging effect in one dimension [3]

Детекторы для относительной дозиметрии

Относительная дозиметрия малых полей часто включает в себя определение процентно-глубинной дозы по центральной оси пучка, определение отношений ткань – фантом или ткань – максимум, латеральных профилей пучка и факторов выхода поля в зависимости от его размера и формы. Для определения факторов выхода эффект усреднения по объему может быть ограничивающим фактором при выборе детектора. Для экспериментального определения профилей пучка важными параметрами являются пространственное разрешение детектора, зависимость от направления пучка, зависимость от энергии и мощности поглощенной дозы. Эффекты усреднения по объему и свойства материала детектора влияют на измерение полутени пучка. Неравномерный отклик детектора при изменении направления пучка может привести к искажению формы измеряемого профиля.

Эффекты возмущения флюенса и эффекты, связанные с размером детектора, вместе с проблемами позиционирования являются наиболее важными проблемами, с которыми сталкиваются почти во всех дозиметрических системах, используемых для измерений в малых фотонных пучках.

Зависимость от мощности поглощенной дозы может проявляться в переоценке значений поглощенной дозы. Детекторы с зависимостью от мощности поглощенной дозы не подходят для измерений, если только не производится коррекция на влияние мощности поглощенной дозы. Это особенно актуально для пучков без сглаживающего фильтра, где мощности дозы или значения дозы за импульс выше, чем для пучков со сглаживающим фильтром. Кроме того, вклад низкоэнергетических фотонов в поглощенную дозу может быть проблемой для некоторых детекторов.

Существует ряд детекторов, которые могут использоваться для относительной дозиметрии малых фотонных полей: воздушные и жидкостные ионизационные камеры, алмазные детекторы, кремниевые диоды, пластиковые и органические сцинтилляторы, рентгенографические и радиохромные пленки, термолюминесцентные дозиметры (TLD), оптически стимулированные люминесцентные детекторы (OSLD), аланин и др. Более подробно они описаны в литературе [4–12]. Рассмотрим преимущества и недостатки некоторых из них, используемых при дозиметрии в лучевой терапии.

Классические ионизационные камеры объемом 0,3–0,6 см³ – слишком большие для относительной дозиметрии в малых пучках.

Малые воздушные ионизационные камеры объемом 0,01–0,3 см³ (миникамеры, точечные камеры – pinpoints) – пригодны для измерения параметров поля не меньше чем 2 × 2 см. Достоинства: хороший отклик на фотоны низких энергий, нет зависимости от направления пучка, не зависят от мощности поглощенной дозы. Но при их использовании необходимо учитывать ряд эффектов: эффект полярности, эффекты центрального электрода и кабеля.

Микро ионизационные камеры объемом 0,002–0,01 см³ (микрокамеры) – пригодны для измерения параметров полей меньше чем 2 × 2 см. Обладают меньшей чувствительностью чем предыдущие камеры, имеют чрезмерный отклик на больших полях и также нужна коррекция на эффект полярности и эффекты центрального электрода и кабеля. Эффект усреднения по объему менее выражен.

Жидкостные ионизационные камеры. Несмотря на высокую чувствительность, малый физический размер, близкую к водной эквивалентность и незначительные эффекты возмущений, ионизационные камеры, заполненные жидкостью, не получили широкого распространения. Недостатки: требуется высокое напряжение, примерно 800–1000 В; зависимость от мощности дозы; нужно учитывать эффект рекомбинации; более коммерчески не доступны.

Кремниевые диоды (обычно объем <0,2 мм³). Достоинства: малый эффект усреднения по объему; высокое разрешение. Недостатки: сравнительно большая угловая зависимость; чрезмерно реагируют на фотоны с низкой энергией. Незэранированные диоды больше подходят для малых полей и имеют чрезмерный отклик на больших полях. Экранированные диоды требуют более высокие поправочные коэффициенты на малых полях.

Алмазные детекторы (детектор выполнен на основе кристалла природного алмаза, заключенного в корпус из полистирола с подмагничиванием через тонкие позолоченные

контакты). Преимущества: алмазные дозиметры водонепроницаемы и могут использоваться для измерений в водном фантоме; они эквивалентны тканям и почти не требуют коррекции энергии; хорошо подходят для использования в областях с высоким градиентом дозы (например, стереотаксическая радиохирургия). Недостатки: чтобы стабилизировать дозовую реакцию (уменьшить эффект поляризации) детекторов, необходимо их облучать перед каждым использованием; они демонстрируют зависимость от мощности дозы, которую необходимо скорректировать; чтобы использовать их для дозиметрии в малых полях, необходимо знать размер активного объема; приложение более высокого напряжения, чем указано, может немедленно вывести из строя алмазный детектор; более коммерчески не доступны.

Пластиковые и органические сцинтилляторы – относительно новая разработка в дозиметрии лучевой терапии. Свет, генерируемый сцинтиллятором, передается по оптическому волокну в трубку фотоумножителя, расположенную вне помещения, где производится облучение. Преимущества: линейный ответ в диапазоне терапевтических доз; пластиковые сцинтилляторы почти эквивалентны воде; их можно сделать очень маленькими (около 1 мм³ и меньше); поправочный коэффициент фактора выхода малого поля близок к единице; не зависят от мощности дозы и могут использоваться от 10 мГр/мин до примерно 10 Гр/мин (дозиметрия при дистанционной лучевой терапии); не имеют значительной зависимости от направления и не требуют поправок на температуру или давление окружающей среды; их можно использовать в тех случаях, когда требуется высокое пространственное разрешение (дозиметрия малых полей, области с высоким градиентом дозы, регионы, очень близкие к источникам брахитерапии). Недостатки: низкая чувствительность; низкое отношение сигнал/шум; требуется поправка на эффект Черенкова; сигнал ухудшается с накопленной дозой; в настоящее время имеется только один коммерчески доступный детектор.

Рентгенографические и радиохромные пленки – имеют высокое пространственное разрешение, которое ограничено разрешением сканирования денситометра (от 0,1 до 0,2 мм). Водостойкость, нечувствительность к свету и отсутствие необходимости в обработке дают радиохромной пленке значительное преимущество перед рентгенографической пленкой, но их следует использовать с осторожностью, так как это трудоемкий процесс.

TLD дозиметры широко используются в клиниках для аудита поглощенной дозы и для *in vivo* дозиметрии.

Результаты и выводы

При выборе оборудования для относительной дозиметрии малых полей нужно учитывать такие особенности, как необходимость использования детекторов с малым объемом, возможность измерения с высоким пространственным разрешением и необходимость преодоления проблем позиционирования детектора. Общие характеристики подходящих детекторов для дозиметрии малых полей, в том числе требования к их свойствам, приведены в литературе [12].

Ионизационные камеры часто не подходят для измерений при присутствии высоких градиентов поглощенной дозы. Усреднение объема и существенные возмущения при отсутствии латерального равновесия заряженных частиц ставят под сомнение их использование для дозиметрии малых фотонных полей. Для дозиметрии полей с меньшим размером подходят жидкостные ионизационные камеры или твердотельные детекторы. Выбор детектора крайне важен при дозиметрии малых полей. Нет идеального детектора, его выбор зависит от конкретных условий измерений.

Исходя из вышеизложенного, можно сказать, что жидкостные ионизационные камеры, кремниевые диоды, алмазные детекторы, органические сцинтилляторы, радиохромная пленка, TLD и OSL-дозиметры считаются подходящими для относительной дозиметрии малых фотонных полей при лучевой терапии. Упрощенный обзор для выбора детектора при измерении факторов выхода различных полей приведен в табл. 1. Использовать можно, только применив соответствующие коррекции, описанные выше.

Таблица 1. Выбор детектора для измерения факторов выхода
Table 1. Detector Choices for Output Factor Measurements

Детектор Detector	Малые поля Small fields		Большие поля Large fields
	<2 × 2 см	2 × 2 см – 4 × 4 см	
Ионизационная камера (0,3–0,6 см ³)	Нет	Нет	Нет
Ионизационная камера (0,01–0,3 см ³)	Нет	Да	Да
Ионизационная камера (0,002–0,01 см ³)	Нет	Да	?
Неэкранированный диод	Пригоден	Да	Пригоден
Экранированный диод	Нет	Да	Да
Алмазный детектор	Пригоден	Да	Да

Идеальный детектор для дозиметрии малых полей измеряет поток в точке, является эквивалентным воде и имеет линейный отклик, который не зависит от энергии и мощности поглощенной дозы. Выбор наиболее подходящих детекторов для конкретного типа измерения производится исходя из измеряемого параметра. Поскольку идеального детектора не существует, рекомендуется использовать два или три различных типов детекторов, подходящих для конкретного измерения, чтобы удостовериться в том, что не допускаются никакие существенные ошибки.

Материалы данной работы могут быть использованы при выборе детекторов для дозиметрии малых статических полей и непосредственно при проведении дозиметрии.

Список литературы / References

1. Absorbed Dose Determination in External Beam Radiotherapy. An International Code of Practice for Dosimetry Based on Standards of Absorbed Dose to Water. *IAEA Technical Report. Series 398*. Vienna; 2000.
2. Almond P.R., Biggs P.J., Coursey B.M., Hanson W.F., Huq M.S., Ravinder Nath, Rogers D.W. AAPM's TG-51 protocol for clinical reference dosimetry of high-energy photon and electron beams. *Med. Phys.* 1999;26:1847-1870.
3. Dosimetry of Small Static Fields Used in External Beam Radiotherapy: An International Code of Practice for Reference and Relative Dose determination. *IAEA Technical Report. Series 483*. Vienna; 2017.
4. Alfonso R., Andreo P., Capote R., Huq M.S., Kilby W., Kjäll P., Mackie T.R., Palmans H., Rosser K., Seuntjens J., Ullrich W., Vatnitsky S. A new formalism for reference dosimetry of small and nonstandard fields. *Med. Phys.* 2008;35:5179-5186.
5. Le Roy M., Carlan L., Delaunay F., Donois M., Fournier P., Ostrowsky A., Vouillaume A., Bordy J.M. Assessment of small volume ionization chambers as reference dosimeters in high-energy photon beams. *Phys. Med. Biol.* 2011;56:5637-5650.
6. Westermarck M., Arndt J., Nilsson B., Brahme A., Comparative dosimetry in narrow high-energy photon beams. *Phys. Med. Biol.* 2000;45:685-702.
7. Bucciolini M., Buonamici F.B., Mazzocchi S., De Angelis C., Onori S., Cirrone G.A.P. Diamond detector versus silicon diode and ion chamber in photon beams of different energy and field size. *Med. Phys.* 2003;30:2149-2154.
8. Archambault L., Beddar A.S., Gingras L., Roy R., Beaulieu L., Measurement accuracy and Cerenkov removal for high performance, high spatial resolution scintillation dosimetry. *Med. Phys.* 2006;33:128-135.
9. Pai S., Das I.J., Dempsey J.F., Lam K.L., Losasso T.J., Olch A.J., Palta J.R., Reinstein L.E., Ritt D., Wilcox E.E.; American Association of Physics in Medicine. TG-69: Radiographic film for megavoltage beam dosimetry. *Med. Phys.* 2007;34:2228-2258.
10. Ramani R., Russell S., O'Brien P. Clinical dosimetry using MOSFETs, *Int. J. Radiat. Oncol. Biol. Phys.* 1997;37:959-964.
11. Marinello G. *Radiothermoluminescent dosimeters and diodes. Handbook of Radiotherapy Physics: Theory and Practice* (Mayles P., Nahum A., Rosenwald J.C., Eds). Taylor & Francis, Boca Raton, FL; 2007: 303-320.
12. Пискунов В.С. Детекторы для относительной дозиметрии радиационных полей малых размеров в дистанционной лучевой терапии. *Сахаровские чтения 2020 года: экологические проблемы XXI века: материалы международной научной конференции*. Минск: 2020; Ч. 2: 238-241. Piskunou V.S. [Detectors for relative dosimetry the radiation fields of small size in the external beam radiotherapy]. *Sakharov Readings 2020: Environmental Problems of the 21st Century: International Conference*. Minsk: 2020; Part 2: 238-241. (in Russ.)

Вклад авторов

Пискунов В.С. провел анализ данных, подготовил содержание статьи.

Тарутин И.Г. осуществил критический пересмотр статьи в части значимого интеллектуального содержания, одобрил окончательный вариант статьи для опубликования.

Authors' contribution

Piskunou V.S. analyzed the data, prepared the content of the article.

Tarutin I.G. carried out a critical revision of the article in terms of significant intellectual content, approved the final variant of the article for publication.

Сведения об авторах

Пискунов В.С., аспирант Международного государственного экологического института им. А.Д. Сахарова Белорусского государственного университета.

Тарутин И.Г., д.т.н., профессор Республиканского научно-практического центра онкологии и медицинской радиологии им. Н.Н. Александрова.

Information about the authors

Piskunou V.S., Postgraduate student at the International Sakharov Environmental Institute of Belarusian State University.

Tarutin I.G., D.Sc., Professor at the N.N. Alexandrov National Cancer Centre of Belarus.

Адрес для корреспонденции

210603, Республика Беларусь,
г. Витебск, ул. П. Бровки, 33,
Витебский областной клинический
онкологический диспансер»;
тел. +375-21-257-40-31;
e-mail: valery.pvs@mail.ru
Пискунов Валерий Станиславович

Address for correspondence

210603, Republic of Belarus,
Vitebsk, P. Brovki str., 33,
“Vitebsk Regional Clinical
Oncology Dispensary”;
tel. +375-21-257-40-31;
e-mail: valery.pvs@mail.ru
Piskunou Valery Stanislavovich

