

Российское НТО радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова
Уральский федеральный ун-тет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
Севастопольский государственный университет

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Infocommunications
and Radio Technologies

2018
Том 1
№ 4

2018
Vol. 1
No. 4

Moscow • Ekaterinburg • Sevastopol

Почетный главный редактор

Президент РНТОРЭС им. А. С. Попова, академик РАН ГУЛЯЕВ Ю. В.

Главный редактор

д. ф.-м. н., проф. ХРАМОВ А. Е. (СГТУ, Саратов, Россия)

Редакционная коллегия

д. ф.-м. н., проф. АБРАМОВ И. И. (БГУИР, Минск, Беларусь)

д. ф.-м. н. ВОЛЬВАЧ А. Е. (КрАО, Крым, Россия)

д. т. н., проф. ГИМПЛЕВИЧ Ю. Б. (СевГУ, Севастополь, Россия)

д. т. н., проф. ГРОМОВ Д. В. (МИФИ, Москва, Россия)

к. т. н. ЕРМОЛОВ П. П. (СевГУ, Севастополь, Россия — зам. главного редактора)

д. т. н., проф. ИВАНОВ В. Э. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

к. ф.-м. н. КОЛЕСОВ В. В. (ИРЭ РАН, Москва, Россия)

д. ф.-м. н., проф. ЛЕРЕР А. М. (ЮФУ, Ростов-на-Дону, Россия)

д. ф.-м. н., проф. МАГДА И. И. (ННЦ «ХФТИ», Харьков, Украина)

д. т. н., проф. НОСКОВ В. Я. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

д. ф.-м. н. ОБУХОВ И. А. (НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия)

д. т. н., проф. ПЕСТРИКОВ В. М. (СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия)

д. ф.-м. н., проф. КУРАЕВ А. А. (БГУИР, Минск, Беларусь)

д. т. н., проф. СМОЛЬСКИЙ С. М. (МЭИ, Москва, Россия)

д. т. н., проф. СОВЛУКОВ А. С. (ИПУ РАН, Москва, Россия)

д. ф.-м. н., проф. СТАРОСТЕНКО В. В. (КФУ, Симферополь, Россия)

д. т. н., проф. ШИРОКОВ И. Б. (СевГУ, Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

д. т. н., проф. АФОНИН И. Л. (СевГУ, Севастополь, Россия)

д. ф.-м. н., проф. БОГУШ В. А. (БГУИР, Минск, Беларусь)

проф. ИЛЬЧЕВ С. Д. (Durban University of Technology, South Africa)

проф. КАРМАКАР Н. Ч. (Monash University, Australia)

д. т. н., проф. КНЯЗЕВ С. Т. (УрФУ, Екатеринбург, Россия)

д. п. н. НЕЧАЕВ В. Д. (СевГУ, Севастополь, Россия)

д. т. н., проф. НОВИКОВ В. В. (ЧВВМУ им. П. С. Нахимова, Севастополь, Россия)

Заведующая редакцией: *Н. В. Папуловская*

Корректоры: *Е. Г. Уткина, С. В. Павлов*

Онлайн-сопровождение: *А. А. Кобелев*

Сайт журнала: icrtjournal.com

Подписано к печати 25.07.2018

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 4,94. Уч.-изд. л. 4,8. Тираж 300 экз.

Адрес редакции: ул. Мира, 32, Екатеринбург, 610002

Тел. +7 (978) 745-27-51, e-mail: icrt.mail@gmail.com

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-64134 от 25.12.2015

Отпечатано в типогр. Printex

ул. Кулакова, 59а, Севастополь, 299011. Тел.: +7 8692 464 744, +7 8692 455 678

Honorary Chief Editor

President of RNTORES n. a. A. S. Popov, Academician of RAS GULYAEV Yu. V.

Editor in Chief

D.Sc., Prof. HRAMOV A. E. (SSTU, Saratov, Russia)

Editorial Board

D.Sc., Prof. ABRAMOV I. I. (BSUIR, Minsk, Belarus)

D.Sc. VOLVACH A. Ye. (CrAO, Crimea, Russia)

D.Sc., Prof. GIMPILEVICH Yu. B. (SevSU, Sevastopol, Russia)

D.Sc., Prof. GROMOV D. V. (MEPhI, Moscow, Russia)

C.Sc. YERMOLOV P. P. (SevSU, Sevastopol, Russia – Deputy Editor in Chief)

D.Sc., Prof. IVANOV V. E. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)

C.Sc. KOLESOV V. V. (IRE of RAS, Moscow, Russia)

D.Sc., Prof. LERER A. M. (SFU, Rostov-on-Don, Russia)

D.Sc., Prof. MAGDA I. I. (KhIPT, Kharkov, Ukraine)

D.Sc., Prof. NOSKOV V. Ya. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)

D.Sc. OBUKHOV I. A. (Systems Resources Ltd., Moscow, Russia)

D.Sc., Prof. PESTRIKOV V. M. (SPbSUFT, Saint-Petersburg, Russia)

D.Sc., Prof. KURAYEV A. A. (BSUIR, Minsk, Belarus)

D.Sc., Prof. SMOLSKIY S. M. (MEI, Moscow, Russia)

D.Sc., Prof. SOVLUKOV A. S. (ICS of RAS, Moscow, Russia)

D.Sc., Prof. STAROSTENKO V. V. (CrFU, Simferopol, Russia)

D.Sc., Prof. SHIROKOV I. B. (SevSU, Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

D.Sc., Prof. AFONIN I. L. (SevSU, Sevastopol, Russia)

D.Sc., Prof. BOGUSH V. A. (BSUIR, Minsk, Belarus)

Prof. ILCEV D. S. (Durban University of Technology, South Africa)

Prof. KARMAKAR N. Ch. (Monash University, Victoria, Australia)

D.Sc., Prof. KNYAZEV S. T. (UrFU, Ekaterinburg, Russia)

D.Sc. NECHAYEV V. D. (SevSU, Sevastopol, Russia)

D.Sc., Prof. NOVIKOV V. V. (P. S. Nakhimov ChHNS, Sevastopol, Russia)

Head of Editorial Board: *N. V. Papulovskaya*

Proofreaders: *Ye. G. Utkina, S. V. Pavlov*

Online support: *A. A. Kobelev*

Address:

Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin

32, Mira Str., Ekaterinburg, 610002, Russian Federation

E-mail: icrt.mail@gmail.com

Website: icrtjournal.com

Содержание — Contents

Астрономия (01.03.00) — Astronomy

- Курбасова Г. С., Вольвач А. Е.** Геомагнитное поле Крыма: изменения отдельных компонентов за период 1900—2014 гг.
G. S. Kurbasova and A. E. Volvach, Crimea geomagnetic field: changes in particular components over the period 1900–2014 331
- Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г.** Обнаружение киломазера водяного пара в Галактике
L. N. Volvach, A. E. Volvach, and M. G. Larionov, Detection of the kilomaser of water vapor in the Galaxy 341

Радиотехника и связь (05.12.00) — Radio engineering and communication

- Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н.** Стохастическая модуляция и демодуляция сигналов на основе авторегрессий с изменяющимися параметрами при передаче по каналам связи
N. A. Andriyanov and Yu. N. Gavrilina, Stochastic modulation and demodulation of signals based on autoregression with varying parameters during information exchange over communication channels 350
- И. В. Широков и И. В. Сердюк, Е. И. Широкова, и А. Ю. Мордвинова,** Organization of a local navigation system with the use of adaptive low-element antenna array
Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е. И., Мордвинова А. Ю. Организация локальной навигационной системы с использованием адаптивных малоэлементных антенных решеток 365
- I. B. Shirokov, I. V. Serdyuk, and I. I. Maronchuk,** Microwave water content in oil products meter
Широков И. Б., Сердюк И. В., Марончук И. И. Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродуктах 378

Электроника (05.27.00) — Electronics

- Кураев А. А., Матвеев В. В.** Терагерцовый генератор — сферотрон
A. A. Kurayev and V. V. Matveyenka, Terahertz generator – spherotron 389

УДК 523.31-1/-8

Геомагнитное поле Крыма: изменения отдельных компонентов за период 1900—2014 гг.

Курбасова Г. С., Вольвач А. Е.
*Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория,
Ялта, 298688, Российская Федерация
volvach@bk.ru*

Получено: 10 сентября 2018 г.
Отрецензировано: 21 сентября 2018 г.
Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: В статье обсуждаются результаты анализа среднегодовых характеристик геомагнитного поля в Крыму. Данные для анализа вычислены за период с 1900 по 2014 год с помощью калькулятора Международной геомагнитной модели IGRF-12. Сделан вывод о возрастании общей напряженности геомагнитного поля в Крыму со временем в северо-восточном направлении.

Ключевые слова: магнитное поле, когерентность, международная модель, Крым, Кара-Даг.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Курбасова Г. С., Вольвач А. Е. Геомагнитное поле Крыма : изменения отдельных компонентов за период 1900—2014 гг. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 4. С. 331—340.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Курбасова, Г. С. Геомагнитное поле Крыма : изменения отдельных компонентов за период 1900—2014 гг. / Г. С. Курбасова, А. Е. Вольвач // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 4. С. 331—340.

Crimea geomagnetic field: changes in particular components over the period 1900–2014

G. S. Kurbasova and A. E. Volvach

*Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
Yalta, 298688, Russian Federation
volvach@bk.ru*

Received: September 10, 2018

Peer-reviewed: September 21, 2018

Accepted: September 25, 2018

Abstract: *The paper discusses the results of the analysis of average characteristics of the geomagnetic field in the Crimea. Data for the analysis were calculated for the period from 1900 to 2014 through the International geomagnetic model IGRF-12. It is concluded that an increase in the total intensity of the geomagnetic field in Crimea with time in a northeasterly direction.*

Keywords: *magnetic field, coherence, international model, Crimea, Kara-Dag.*

For citation (IEEE): G. S. Kurbasova and A. E. Volvach, “Crimea geomagnetic field: changes in particular components over the period 1900–2014,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 331–340, 2018. (In Russ.).
doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.25

1. Введение

Возросший за последнее время интерес к изучению магнитного поля Земли объясняется рядом факторов, из которых следует отметить такие как: ускоренное движение магнитных полюсов, убыль напряженности магнитного поля и вытекающая из этого угроза для жизни на Земле, возможность изучения процессов в ядре Земли с помощью измерений характеристик магнитного поля, многогранную роль магнитного поля в обменных процессах происходящих в солнечно-земных взаимосвязях.

Математическим описанием изменений параметров геомагнитного поля является созданная в настоящее время Международная модель — результат совместных усилий отдельных исследователей и научных организаций по изучению магнитного поля, участвующих в сборе и распространении данных о магнитном поле со спутников и наземных обсерваторий по всему миру.

Для анализа структуры и пространственно-временных изменений геомагнитного поля в 4 крайних точках Крыма и п. Кара-Даг за период 1900—2014 гг. авторы использовали калькулятор для расчетов магнитного поля в заданном пункте по Международной геомагнитной модели (The International Geomagnetic Reference Field, IGRF-12) [8].

Кроме определения долговременных пространственно-временных изменений характеристик геомагнитного поля в Крыму исследовалась возможность существования связи изменений характеристик геомагнитного поля с глобальными геодинамическими, гелиофизическими и атмосферными аномалиями. Наряду с анализом изменений характеристик геомагнитного поля в крайних пунктах полуострова (на севере — п. Перекоп, на юге — п. Кара Мрун, на востоке — п. Фонарь, на западе — п. Сарыч), в анализе использовались характеристики геомагнитного поля п. Кара-Даг [2, 5].

2. Локальные геомагнитные поля

Включение в анализ характеристик геомагнитного поля п. Кара-Даг вызвано обнаруженными ранее авторами настоящей работы аномалиями локальной инсоляции. Так, скорость роста инсоляции п. Кара-Даг по данным 22-летнего тренда за период 1983—2005 гг., составила $2.69 \text{ кВт} \cdot \text{ч}/\text{м}^2$ за столетие, что более чем в 2 раза превышает темпы роста инсоляции в других районах Крыма. Кроме того, обнаружены противоположные тенденции изменения температуры воздуха на высоте 10 м и температуры земли, что свидетельствуют об аномалиях в локальных геофизических и атмосферных процессах п. Кара-Даг.

Анализ графиков составляющих векторов магнитного поля в 5 точках Крыма определяет общие тенденции изменений для каждой составляющей: горизонтальные и северные компоненты магнитного поля убывают со временем, а восточные, вертикальные компоненты и общее магнитное поле — возрастают. Для анализа использовались данные о многолетних изменениях горизонтальной составляющей и общего магнитного поля в виду отсутствия каких-либо особенностей в изменениях остальных характеристик. На рисунке 1 приведены графики общего геомагнитного поля и горизонтальной составляющей в 5 пунктах Крыма.

Графики на рисунке 1, выделенные сплошной линией, относятся к геомагнитному полю в п. Перекоп (крайний северный) и п. Сарыч (крайний южный), расположенным на одной и той же долготе. В этих пунктах наблюдается минимальная (по сравнению с остальными пунктами) горизонтальная составляющая. В то же время, горизонтальная составляющая в п. Кара-Даг превосходит все остальные (см. рис.1, б), что, по всей вероятности, связано с особыми локальными геофизическими условиями.

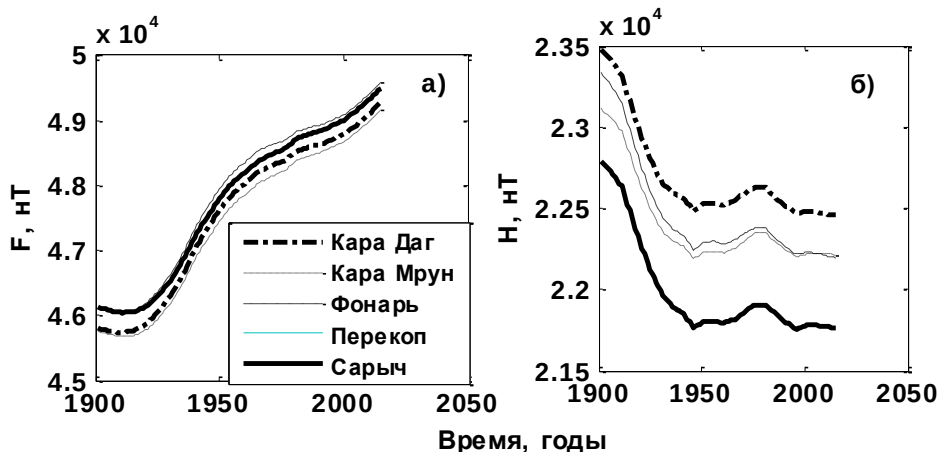


Рис. 1. Графики характеристик геомагнитного поля в 5 пунктах Крыма: а) — напряженность общего геомагнитного поля F , б) — горизонтальная составляющая геомагнитного поля H .

Fig. 1. Graphs of the characteristics of the geomagnetic field in 5 points of the Crimea:

- а) — the intensity of the general geomagnetic field F ,
 б) — the horizontal component of the geomagnetic field H

Изучение геологии Кара-Дага продолжается уже более века. В конце XIX в. начинают появляться первые сведения по геологии вулканической группы Кара-Дага. Предположение о том, что она является крупным размытым слоистым вулканом, высказал А. А. Прозоровский-Голицын.

Исследователями структуры Кара-Дага сделан вывод относительно его сложного строения.

2. Установление когерентных связей

В анализе спектрального состава исходных данных использовался метод спектральных оценок, обладающий высокой разрешающей способностью для ограниченных последовательностей данных [3]. В постановку задачи входило установление когерентности локальных изменений характеристик геомагнитного поля и таких глобальных процессов, как вращение Земли, солнечная активность, глобальная температура.

Согласно этому методу установление взаимной корреляции между двумя (одноканальными) процессами состоит в вычислении функции взаимной (двухканальной) спектральной плотности мощности (СПМ), которая представляет собой дискретно-временное преобразование Фурье взаимной корреляционной функции $\mathbf{r}_{xy}$ в виде

$$\mathbf{P}_{xy}(\mathbf{f}) = \mathbf{T} \sum_{\mathbf{k}=-\infty}^{\mathbf{k}=+\infty} \mathbf{r}_{xy}[\mathbf{k}] \exp(-j2\pi \mathbf{f} \mathbf{k} \mathbf{T}), \quad (1)$$

где $\mathbf{X}$ и $\mathbf{Y}$ - одноканальные процессы, $\mathbf{f}$ - частота, $\mathbf{T}$ - интервал времени.

Комплексное безразмерное выражение функции когерентности имеет вид

$$\mathbf{F}_{xy}(\mathbf{f}) = \mathbf{P}_{xy}(\mathbf{f}) / \sqrt{\mathbf{P}_{xx}(\mathbf{f})} \sqrt{\mathbf{P}_{yy}(\mathbf{f})}. \quad (2)$$

Для измерения сходства (как функции частоты) двух сигналов вычисляем квадрат модуля когерентности (КМК) в виде

$$\text{КМК}(\mathbf{f}) = |\mathbf{F}_{xy}(\mathbf{f})|^2 \quad (3)$$

и фазовый спектр когерентности

$$\theta(\mathbf{f}) = \arctg[\text{Im}\{\mathbf{F}_{xy}(\mathbf{f})\} / \text{Re}\{\mathbf{F}_{xy}(\mathbf{f})\}]. \quad (4)$$

Величина КМК (3) заключена между 0 (для частот, на которых отсутствует когерентность между каналами) и 1 (для частот, на которых каналы полностью когерентны). Фаза когерентности (4) характеризует отставание или опережение по фазе в канале $\mathbf{X}$ по отношению к каналу $\mathbf{Y}$ как функцию частоты.

Проведем анализ результатов применения изложенного выше метода для обнаружения когерентных вариаций характеристик локального геомагнитного поля в Крыму и некоторых параметров глобальных геодинамических, гелиофизических и атмосферных процессов. В качестве исходных данных о локальных характеристиках геомагнитного поля выберем п. Кара-Даг. Как следует из анализа графиков на рисунке 1, а), тенденции изменения геомагнитного поля на остальных четырех пунктах аналогичны.

Одним из главных глобальных геодинамических процессов, влияющих на изменения локальных геофизических и атмосферных характеристик, является вращение Земли вокруг своей оси и ее положение на орбите. Для установления когерентных колебаний использовались данные о геомагнитных характеристиках в п. Кара-Даг и среднегодовые величины отклонений длительностей суток от стандартных (86400 с) LOD (length of day), публикуемые Международной службой вращения Земли (IERS — International Earth Rotation Service) [7].

Анализ графиков на рисунке 2, б) позволяет предположить о существовании статистической связи между вариациями с периодом 25 лет в

данных о горизонтальной составляющей магнитного поля в п. Кара-Даг Н (рис.1, б) и отклонениями длительностей суток от стандартных LOD (рис.2, а). Кроме того, установлена когерентность вариаций с периодом 66.7 год в данных LOD и общего магнитного поля F в п. Кара-Даг.

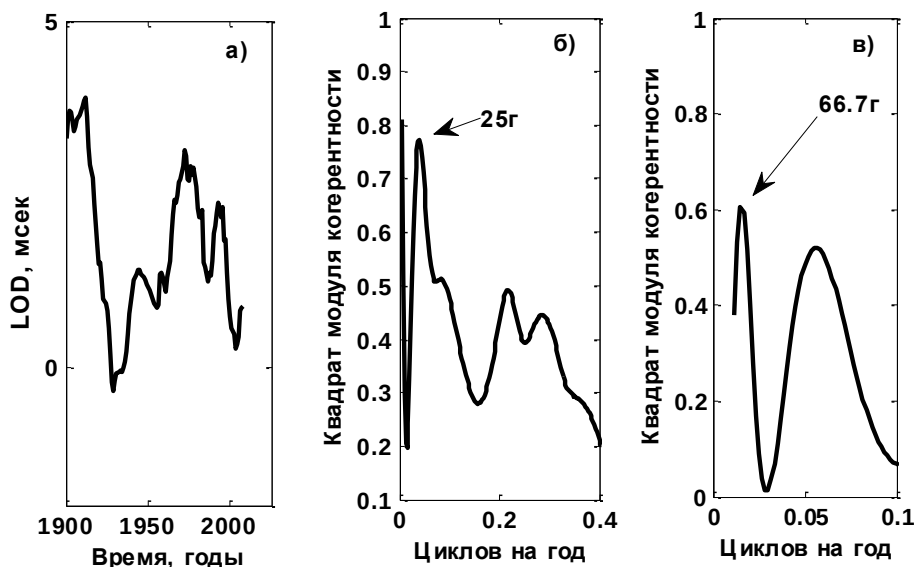


Рис. 2. Графики: а) — отклонения длительности суток от стандартных LOD; б) — квадрат модуля когерентности LOD и H; в) — квадрат модуля когерентности LOD и F.

Fig. 2. Charts: а) — deviations of the duration of the day from the standard LOD; б) — the square of the coherence modulus LOD and H; в) — the square of the coherence modulus LOD and F

Современные научные гипотезы не отрицают факт существования синхронных колебаний в локальных и глобальных процессах [1].

Земля непрерывно получает от Солнца почти неизменный поток энергии, обеспечивающий наблюдаемый уровень освещенности и среднюю температуру ее поверхности. Однако количество солнечной энергии, поступающей на поверхность Земли, распределяется неравномерно и зависит, прежде всего, от положения Земли на орбите, скорости ее вращения, локальных и региональных условий. Колебания земных условий существенно зависят от солнечной активности.

Под активностью Солнца, прежде всего, понимают рост числа солнечных пятен и сопровождающие его процессы. В цепочке солнечно-земных взаимодействий влияние солнечной активности на внешние и внутриземные процессы проявляется в событиях, период повторения ко-

торых составляет в среднем 11 лет. Региональные и локальные условия влияют на результат воздействия солнечной активности. Проведенный нами анализ обнаружил высокую когерентность изменения из года в год напряженности общего магнитного поля в п. Кара-Даг с изменениями из года в год числа солнечных пятен. На рисунке 3, а) приведен график КМК. Максимальное значение КМК соответствует вариациям с периодом 10.5 лет. Десятилетние вариации обнаружены ранее в экспериментальных данных некоторых геодинамических, геофизических и гелиофизических процессов [6]. Их когерентность с вариациями в данных о локальном геомагнитном поле Крыма обсуждается впервые.

Связь локальных климатических и геофизических характеристик с многолетними изменениями глобальной температуры Земли в настоящее время является предметом дискуссий. Отсутствие знаний о многолетнем механизме этой связи дополняется гипотезами и анализом эмпирических данных.

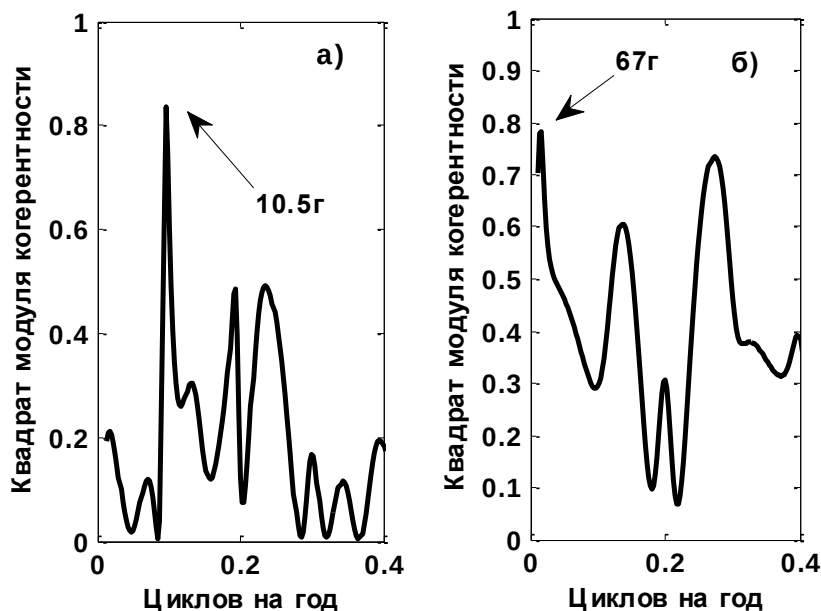


Рис. 3. Квадрат модуля когерентности данных об изменениях из года в год общего магнитного поля в п. Кара- Даг и а) — числа солнечных пятен [9], б) — среднегодовых глобальных аномалий температуры [10].

Fig. 3. The square of the coherence modulus of data on changes from year to year of the total magnetic field in KaraDag and а) — is the number of sunspots [9], б) the average annual global temperature anomalies [10]

Анализ данных за период 1900—2014 гг. обнаружил высокую когерентность изменения из года в год напряженности общего магнитного поля п. Кара-Даг с изменениями из года в год среднегодовых величин глобальных аномалий температуры (см. рис.3,б) для вариаций с периодом 67 лет. Этот результат согласуется с выводами, опубликованными в работе [4], о едином механизме генерации многолетних вариаций с периодами в диапазоне 65—70 лет в глобальной температуре, изменениях углового момента ядра Земли, скорости вращения Земли. При этом предполагается, что геомагнитное поле может поддерживать этот процесс.

Многолетние локальные изменения общего геомагнитного поля в Крыму (см. рис. 4) определяют общую тенденцию его эволюции: рост со временем в северо-восточном направлении.

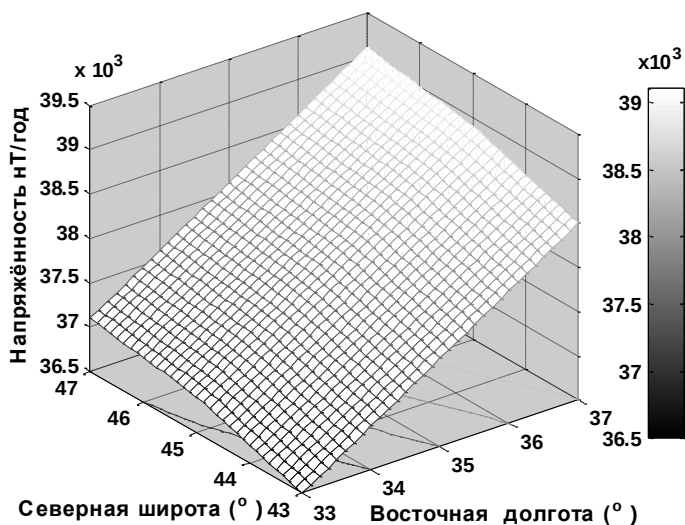


Рис. 4. Общая напряжённость геомагнитного поля в Крыму за период 1900—2014 гг.

Fig. 4. The total intensity of the geomagnetic field in the Crimea for the period 1900–2014

Исходные данные для графика вычислены на сетке $0.5^\circ \times 0.5^\circ$ с последующей интерполяцией.

3. Заключение

1. Связь локальных климатических и геофизических характеристик с вращением Земли не подлежит сомнению. Однако ее детали для каждого экономически важного пункта Крыма, в силу разнообразия ландшафта,

техногенных условий и проч., должны находиться под контролем регулярных наземных и космических наблюдений.

2. Анализ многолетних изменений геомагнитного поля в п. Кара-Даг не прояснил причину аномального роста инсоляции и температуры земли в этом пункте. В то же время, горизонтальная составляющая п. Кара-Даг превосходит все остальные (см. рис.1, б)), что, по всей вероятности, связано с особыми локальными геофизическими условиями.

3. Обнаруженные долгопериодические когерентные колебания характеристик локального геомагнитного поля и глобальных изменений длительности суток, солнечной активности, аномалий глобальной температуры подтверждают гипотезу о существовании общего механизма локальных и глобальных колебаний. Изучение многолетних связей локальных и глобальных природных процессов необходимо для построения более точных экологических и климатических прогнозов.

4. Общая напряженность геомагнитного поля в Крыму за период 1900—2014 гг. возрастает в северо-восточном направлении.

Список литературы

1. Берри Б. Л. Синхронные процессы в оболочках Земли и их космические причины // Вестник МГУ. 1991. Сер. 5, №1. С. 20—27.
2. Курбасова Г. С., Вольвач А. Е. Вейвлет-анализ наземных и космических измерений локальной инсоляции // Космическая наука и технология. 2014. Т. 20, № 4. С. 42—49.
3. Марпл С. Л. мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
4. Dickey J. O., Marcus S. L., de Viron O. Air Temperature and Anthropogenic Forcing: Insights from the Solid Earth // J. Climate. 2011. № 24. С. 569—574.
5. Курбасова Г. С., Вольвач А. Е. Аномалии инсоляции полуострова Крым по наблюдениям из космоса. В кн. : 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 1085—1086.
6. Kurbasova G. S., Korsun A. A., Rykhlova L. V., Rybalova M. N., Shlikar G. N. Statistical Correlations between 10-year Variations of Annual Mean Geodynamical, Geophysical, and Heliophysical Data // Astronomy Reports. 1997. Т. 41, №. 1. С. 128—134.
7. IERS Web site map, Data Products. 2014. [электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <http://hpiers.obspm.fr/>
8. NGDC Geomagnetic Calculators. 2014. [электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <http://www.ngdc.noaa.gov>
9. Table Data: SIDC – Solar Influences Data Center. 2014. [электронный ресурс]. Режим доступа: URL: <http://www.sidc.be/silso/datafiles>
10. Table Data: Global and Hemispheric Monthly Means and Zonal Annual Means. 2014. [электронный ресурс]. Режим доступа.: URL: <http://data.giss.nasa.gov/gistemp/tabledata>

References

- [1] B. L. Berry, “Sinkhronnyye protsessy v obolochkakh Zemli i ikh kosmicheskiye prichiny [Synchronous processes in the Earth’s shells and their cosmic causes],” *Vestnik MGU*, Ser. 5, no 1, pp. 20–27, 1991. (in Russ.).

- [2] G. S. Kurbasova and A. E. Vol'vach, "Veyvlet-analiz nazemnykh i kosmicheskikh izmeneniy lokal'noy insolyatsii [Wavelet analysis of ground and space measurements of local insolation]," *Kosmicheskaya nauka i tekhnologiya*, vol. 20, no. 4. pp. 42–49, 2014. (in Russ.).
- [3] S. L. Marpl jr. *Digital Spectral Analysis and its Applications*, Moscow, Mir, 1990. (in Russ.).
- [4] Jean O. Dickey et al. "Air Temperature and Anthropogenic Forcing: Insights from the Solid Earth," *J. Climate*, no. 24, pp. 569–574, 2011.
- [5] G. S. Kurbasova and A. E. Volvach, "The insolation anomalies on the Crimean peninsula with observations from space," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 1085–1086. (in Russ.).
- [6] G. S. Kurbasova et al. "Statistical Correlations between 10-year Variations of Annual Mean Geodynamical, Geophysical, and Heliophysical Data," *Astronomy Reports*, vol. 41, no. 1, pp.128–134, 1997.
- [7] IERS Web site map, Data Products. 2014. URL: <http://hpiers.obspm.fr/>
- [8] NGDC Geomagnetic Calculators. 2014. URL: <http://www.ngdc.noaa.gov>
- [9] Table Data: SIDC – Solar Influences Data Center. 2014. URL: <http://www.sidc.be/silso/datafiles>
- [10] Table Data: Global and Hemispheric Monthly Means and Zonal Annual Means. 2014. URL: <http://data.giss.nasa.gov/gistemp/tabledata>

Информация об авторах

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Курбасова Галина Сергеевна, кандидат физико-математических наук, заведующая лабораторией геодинамики ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Information about the authors

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI "Crimean Astrophysical Observatory of RAS", Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Galina S. Kurbasova, Cand. Sci. (Eng.), head of laboratory of FSBSI "Crimean Astrophysical Observatory of RAS", Nauchni, Crimea, Russian Federation.

УДК 523.9

Обнаружение киломазера водяного пара в Галактике

¹ Вольвач Л. Н., ¹ Вольвач А. Е., ² Ларионов М. Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория
Ялта, 298688, Российская Федерация

² Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН
Москва, 117810, Российская Федерация
volvach@bk.ru

Получено: 14 сентября 2018 г.

Отрецензировано: 23 сентября 2018 г.

Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: Представлены результаты длительного мониторинга галактического мазерного источника IRAS 18316-0602 (G25.65+1.05) в линии водяного пара (переход $6^{16}—5^{23}$, частота линии $f=22.235$ ГГц), выполненные на радиотелескопах РТ-22 (Симеиз). Более точное расстояние, полученное для IRAS 18316-0602 (12.5 кпк), и значение плотности потока излучения в максимуме вспышки ($\approx 1.3 \cdot 10^5$ Ян) делают этот источник самым мощным галактическим киломазером.

Ключевые слова: радиотелескоп, радиоизлучение, вспышка, мазер.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г. Обнаружение киломазера водяного пара в Галактике // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 4. С. 341—349.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Вольвач, Л. Н. Обнаружение киломазера водяного пара в Галактике / Л. Н. Вольвач, А. Е. Вольвач, М. Г. Ларионов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. Т. 1, № 4. — С. 341—349.

Detection of the kilomaser of water vapor in the Galaxy

L. N. Volvach¹, A. E. Volvach¹, and M. G. Larionov²

¹ Radio Astronomy and Geodynamics Department, Crimean Astrophysical Observatory
Yalta, 298688, Russian Federation

² Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS
Moscow, 117810, Russian Federation
volvach@bk.ru

Received: September 14, 2018

Peer-reviewed: September 23, 2018

Accepted: September 25, 2018

Abstract: The results of long-term monitoring of the Galactic maser source IRAS 18316-0602 (G25.65+1.05) in the water-vapor line at frequency $f = 22.235$ GHz (616–523 transition) carried out on the 22-m Simeiz radio telescopes are reported. The accurate distance estimate for IRAS 18316-0602 (12.5 kpc) and the flux density at the flare maximum ($\approx 1.3 \times 10^5$ Jy) makes this the most powerful Galactic kilomaser known.

Keywords: radio telescope, radio emission, flash, maser.

For citation (IEEE): L. N. Volvach et al. “Detection of the kilomaser of water vapor in the Galaxy,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 341–349, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.26

1. Введение

Источник IRAS 18316-0602 связан с сверхкомпактной H_{II} областью G25.65+1.05 [1]. С целью нахождения спектрального распределения энергии излучения (SED) IRAS 18316-0602 исследовался в радиодиапазоне в непрерывном спектре на частотах 5 и 8 ГГц [2, 3]. Наблюдения объекта в субмиллиметровом диапазоне длин волн (450—1100 μm) проводились в 1995 г. [4, 5]. Линия CO была обнаружена в источнике на длине волны 2.6 мм в 1991 г. Мак Катчеоном [3]. С положительным результатом были также проведены наблюдения линий CS и NH_3 [6].

Как мазер H_2O и метанольный мазер, IRAS 18316-0602 протестирован в 1994—1996 гг. [7—9]. Исследователями отмечалось, что, несмотря на ничтожную долю мощности мазера по отношению к болометрической светимости газово-пылевого облака — 10^{-9} , замечена корреляция между величиной мазера H_2O и светимостью материнского облака в далеком инфракрасном диапазоне (60 μm).

Во время открытия *IRAS 18316-0602* его интегральный поток в линии H_2O был $F_\nu \approx 1000$ Ян. По данным наших наблюдений временами поток падал до уровня около 10 Ян.

2. Оборудование и наблюдения

Для приема и регистрации сигналов от источников в линии водяного пара на РТ-22 КрАО использовался модернизированный спектрально-поляриметрический радиометр с фурье-спектральным анализатором параллельного типа, который имел 512 и/или 2048 каналов и разрешение 8 и 2 кГц (105 и 26 м/с по лучевой скорости в линии H_2O соответственно) [10]. Обработка данных проводилась с учетом поглощения в атмосфере Земли и величины эффективной площади радиотелескопа от угла места.

Полоса приема информации составляла 4 МГц при использовании системы регистрации Марк-5В+. Программное обеспечение создано в отделе радиоастрономии КрАО. Шумовая температура системы $T_{\text{ш}}$ и поглощение в атмосфере определялись по калибровочной ступеньке, «разрезам атмосферы» и фиксированным температурным перепадам на апертуре радиотелескопа. Шумовая температура $T_{\text{ш}}$ варьировалась в пределах (150—200) К в зависимости от погодных условий. Калибровка по потоку осуществлялась с использованием источников *DR 21*, *Vir-A*, *Cyg-A*. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа на 22 ГГц составляла 150 угл. сек. Чувствительность радиотелескопа была 13 Ян/К.

Приемная система, работающая на длине волны 1.35 см, устанавливалась во вторичном фокусе РТ-22. Перестраиваемые гетеродины, синхронизируемые высокостабильной частотой 5 МГц от водородного стандарта частоты *VCH-1005*, обеспечивали преобразование входных частот приема в промежуточную частоту с полосой 4 МГц [11]. Цикл наблюдений мазерных линий состоял в накоплении сигнала в течение (5—10) минут при наведении на источник (*on*) и при отведении с источника на градус в сторону от источника (*off*). Циклы могли повторяться для достижения необходимого отношения сигнал/шум.

3. Наблюдения

Наблюдения за этим источником были начаты на РТ-22 КрАО в 2000 г., но проводились эпизодически. В объекте не было зафиксировано серьезных подъемов плотности потока излучения. На рис.1 показан график зависимости плотности потока в линии водяного пара в зависимости от эпохи наблюдений. Основная масса данных, показанных на графике,

опубликована в работах [12, 13, 14] (крестиками), данные наших наблюдений помечены кружками.

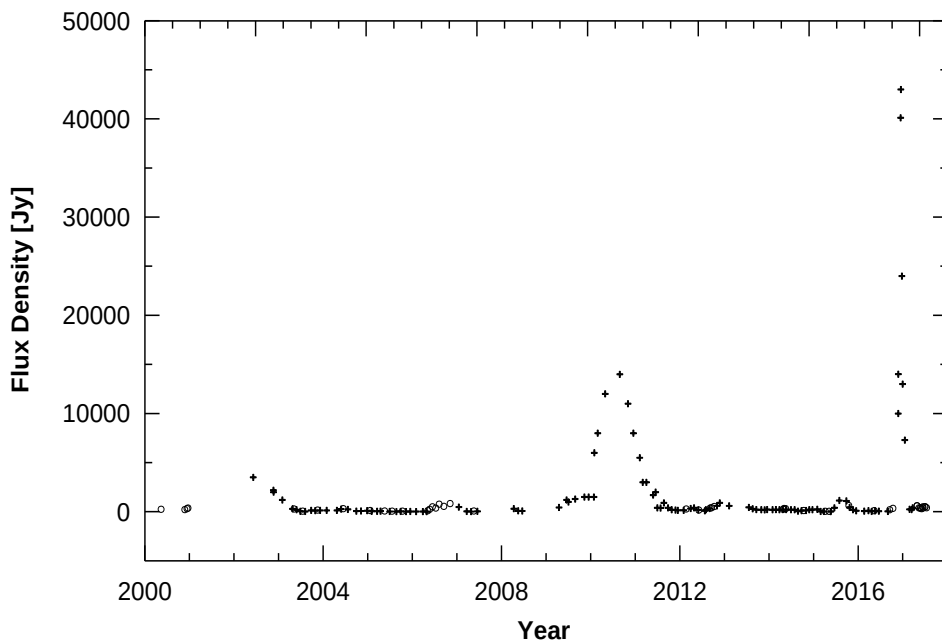


Рис. 1. Долговременный мониторинг *IRAS 18316-0602* в линии водяного пара [14, 15].

Fig. 1. Long-term monitoring of *IRAS 18316-0602* in the water vapor line [14, 15]

На рис.1 видно, что в течение промежутка времени с 2000 г. по август 2017 г. произошли 3 изолированные большие вспышки с нарастающей по времени амплитудой. И хотя максимум вспышки 2002 г. не удалось прописать полностью, видно, что она была меньше следующего максимума в 2010—2011 гг. Вспышки конца 2016 г. по амплитуде больше двух предыдущих [13].

Наряду с увеличением амплитуды вспышек со временем отмечается обратная тенденция изменения длительности вспышки. Длительность вспышки 2002 г. составляла около 2 лет. Продолжительность процесса 2010—2011 гг. уменьшилась вдвое — до одного года. Всплеск потока в конце 2016 г. сократился до одного месяца. Нельзя исключить возможность, что мы имеем дело с разными объектами, вспыхивающими в 2002, 2010—2011 и 2016 гг.

По данным работы [15] *IRAS 18316-0602* находится на расстоянии около 3.3 кпк от Солнца. В таком случае он должен иметь болометриче-

скую светимость $L_{\text{бол}} \approx 2.5 \cdot 10^4 L_{\odot}$. Основная доля светимости, обеспеченная газовой-пылевым облаком, сосредоточена в инфракрасном и субмиллиметровом диапазонах волн. Это значение на два порядка ниже светимости ярчайших объектов каталога *IRAS*. Столь невысокая светимость приводит к классу возбуждающей звезды *B0* ($T_{\text{эфф}} \approx 3 \cdot 10^4 \text{ K}$) и сравнительно невысокой плотности газа $n_{\text{H}} \approx 2 \cdot 10^4$ [16].

Ситуация изменилась существенным образом после появления данных измерения динамических расстояний большого количества галактических мазерных объектов [17]. Новые данные о расстоянии до источника получены в 2011 г. с использованием методики анализа спектров нейтрального водорода H_I в направлениях локализации мазеров метанола (6.7 ГГц). Из общей выборки метанольных мазеров были отобраны 442 источника, среди которых был и *IRAS 18316-0602*. Кинематические расстояния до источников определялись в рамках модели кривой галактического вращения при круговом движении объектов вокруг центра Галактики. При этом использовались уточненные данные скорости движения Солнца вокруг центра Галактики — 246 км/с. Согласно проведенным исследованиям, кинематическое расстояние до объекта *G025.650+1.050* (*IRAS 18316-0602*) составляет 12.5 кпк. Важно, что это значение было определено для диапазона лучевых скоростей в этом мазерном источнике — 40.6—41.9 км/с. Близко к данному диапазону находятся линии водяного пара, которые вспыхивали в *IRAS 18316-0602* в конце 2016 г. и сентябре 2017 г. — феврале 2018 г. По этим данным *IRAS 18316-0602* находится за центром Галактики и является одним из самых далеких мазеров внутри нашей Галактики.

В соответствии с полученным расстоянием до мазера болометрическая светимость ИК источника $L_{\text{бол}} \approx 5 \cdot 10^5 L_{\odot}$. На основе этих данных *IRAS 18316-0602* находится в одном ряду с наиболее яркими представителями галактических ИК источников: *IRAS 18507+0110* ($L_{\text{бол}} \approx 7.5 \cdot 10^5 L_{\odot}$), *IRAS 18314-0720* ($L_{\text{бол}} \approx 1.0 \cdot 10^6 L_{\odot}$), *IRAS 18449-0158* ($L_{\text{бол}} \approx 1.8 \cdot 10^6 L_{\odot}$). При этом класс возбуждающей звезды следует классифицировать как *O4* с эффективной температурой поверхности $5.8 \cdot 10^4 \text{ K}$. То есть мы можем иметь дело с массивным горячим гигантом в десятки солнечных масс, способным ионизовать плотную среду вокруг себя на расстоянии 10^{17} — 10^{18} см [14, 15].

Таким образом, источник *IRAS 18316-0602* из разряда заурядных объектов переходит в категорию самого мощного галактического киломазера, превышающего мощность *W49N* и *Orion KL*. Мы учли, что пиковое

значение плотности потока в линии водяного мазера в полосе 50 кГц в рассматриваемом источнике в последней двойной вспышке в сентябре 2017 г. — феврале 2018 г. приблизилось к отметке $1.3 \cdot 10^5$ Ян (рис. 2) [14, 15].

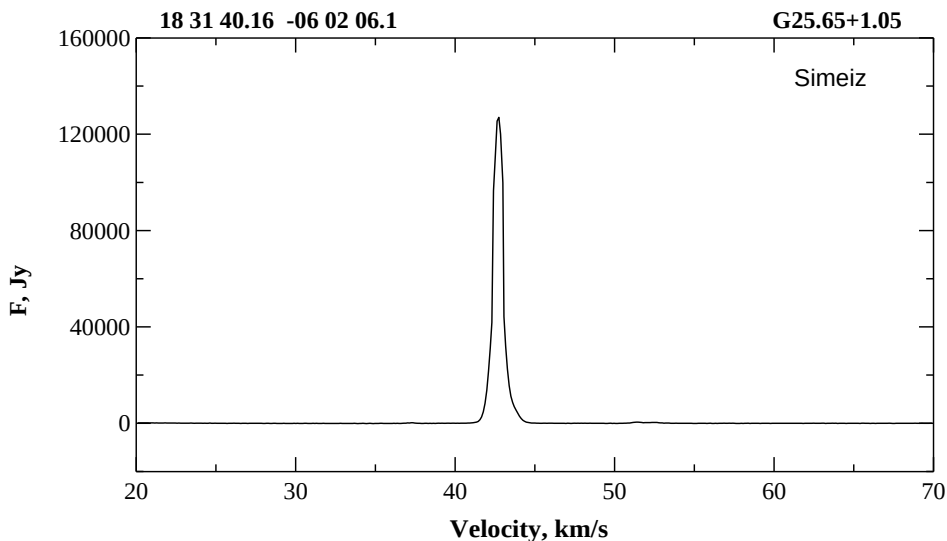


Рис. 2. Образец записи линии водяного пара в G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602) в максимуме второй вспышки (2017—2018) гг. [14, 15].

Fig. 2. A sample of recording the water vapor line in G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602) at the maximum of the second flash (2017–2018) [14, 15]

4. Заключение

1. Выполнен длительный мониторинг галактического киломазера IRAS 18316-0602 (G25.65+1.05) в линии водяного пара (переход $6_{16} - 5_{23}$, частота линии $\nu = 22,235$ ГГц) с использованием радиотелескопа РТ-22 КрАО.

2. Более точное расстояние, полученное для IRAS 18316-0602 (12.5 кпк), и значение плотности потока излучения в максимуме вспышки ($\approx 1.3 \cdot 10^5$ Ян) делают этот источник самым мощным галактическим киломазером. Проведенный мониторинг объекта дал возможность получить детальную форму кривой плотности потока излучения во время уникальной двойной вспышки, продолжавшейся с сентября 2017 г. по февраль 2018 г.

Список литературы

1. Kurtz S., Churchwell E., Wood D. O. S. Ultracompact H II regions. 2 : New high-resolution radio images // Astrophys. J. Suppl. Ser. 1994. T. 91. С. 659—712.

2. McCutcheon W. H., Dewdney P. E., Purton C. R., Sato T. Protostellar candidates in a sample of bright far-infrared IRAS sources // *Astronomical Journal*. Т. 101. Апрель 1991. С. 1435—1465.
3. Kurtz S., Hofner P. Water masers toward ultracompact H II regions // *The Astronomical Journal*. Аврест 2005. Т. 130, С. 711—720.
4. Jenness T., Scott P. F., Padman R. Studies of embedded far infrared sources in the vicinity of H₂O masers – I. Observations // *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*. 1995. Т. 276, вып 3. С. 1024—1040.
5. McCutcheon W. H., Sato T., Purton C. R., Matthews H. E., Dewdney P. E. Millimeter and Submillimeter Wavelength Continuum Observations of Massive Young Stellar Objects // *Astronomical Journal*. 1995. Т. 110. С. 1762—1773.
6. Bronfman L., Nyman L.-A., May J. A. CS(2–1) survey of IRAS point sources with color characteristics of ultra-compact H II regions // *Astronomy and Astrophysics Supplement*. Январь 1996. Т. 115. С. 81—95.
7. Brand J., Cesaroni R., Caselli P., Catarzi M., Codella C., Comoretto G. The Arcetri catalogue of H₂O maser sources update // *Astronomy and Astrophysics Suppl.* Март 1994. Т. 103. С. 541—572.
8. Van der Walt D. J., Gaylard M. J., MacLeod G. C. New detections of 5₁–6₀ A⁺-methanol masers towards IRAS sources // *Astronomy and Astrophysics Supplement*. Апрель 1995. Т. 110. С. 81—98.
9. Codella C., Felli M., Natale V. The occurrence of H₂O masers in the early stages of star formation // *Astronomy and Astrophysics*. Июль 1996. Т. 311. С. 971—980.
10. Нестеров Н. С., Вольвач А. Е., Стrepка И. Д., Шульга В. М., Лебедь В. И., Пилипенко А. М. Приемное устройство на частоту 22 ГГц для международной РСДБ станции «Симеиз» // *Радиофизика и радиоастрономия*. 2000. Т. 5, № 3. С. 320—322.
11. Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Стrepка И. Д., Антюфеев А. В., Мышенков В. В., Зубрин С. Ю., Шульга В. М. Некоторые результаты совместных исследований НИИ «КрАО» и РИ НАНУ областей звездообразования в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн // *Изв. Крымской Астрофиз. obs.* 2009. Т. 104, № 6. С. 72—79.
12. Толмачев А. М., Лехт Е. Е., Рудницкий Г. М., Пашенко М. И. Сверхвысшики мазерного излучения НО в направлении протозвездного объекта G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602) // *Астрономический журнал*. 2018. Т. 95, № 3. С. 224—236.
13. V olvach L. N., V olvach A. E., Larionov M. G., MacLeod G. C., van den Heever S. P., Wolak P., Olech M. Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05 // *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.* 2019. Т. 482, вып 1. С. L90—L92.
14. Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г., МакЛеод Г. К., ван ден Хеever С. П., Волак П., Олеч М., Ипатов А. В., Иванов Д. В., Михайлов А. Г., Мельников А., Мен-тен К., Беллоче А., Вейс А., Мазумдар П., Шуллер Ф. Гигантская вспышка мазера водяного пара в галактическом источнике IRAS 18316-0602 // *Астрономический журнал*. 2019. Т. 96, № 1. С. 51—69.
15. Chan S. J., Henning T., Schreyer K. A catalogue of massive young stellar objects // *Astronomy and Astrophysics Supplement*. Февраль 1996. Т. 115. С. 285—294.
16. Bhaswati M., Ghosh S. K., Understanding the Spectral Energy Distributions of the Galactic Star Forming Regions IRAS 18314–0720, 18355–0532 and 18316–0602 // *Journal of Astrophysics and Astronomy*. Июнь 1999. Т. 20. С. 1—22.
17. Green J. A., McClure-Griffiths N. M. Distances to southern 6.7-GHz methanol masers through H₁ self-absorption // *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*. 2011. Т. 417, no 4. С. 2500—2553.

References

- [1] S. Kurtz et al. "Ultracompact H II regions. 2: New high-resolution radio images," *Astrophys. J. Suppl. Ser.*, vol. 91, pp. 659–712, 1994.
- [2] W. H. McCutcheon et al. "Protostellar candidates in a sample of bright far-infrared IRAS sources," *Astr. J.*, vol. 101, pp. 1435–1465, 1991.
- [3] S. Kurtz and P. Hofner, "Water masers toward ultracompact H II regions," *Astron. J.*, vol. 130, pp. 711–720, 2005.
- [4] T. Jenness et al. "Studies of embedded far infrared sources in the vicinity of H₂O masers – I. Observations," *Mon. Not. R. Astr. Soc.*, vol. 276, pp. 1024–1040, 1995.
- [5] W. H. McCutcheon et al. "Millimeter and Submillimeter Wavelength Continuum Observations of Massive Young Stellar Objects," *Astr. J.*, vol. 110, pp. 1762–1773, 1995.
- [6] L. Bronfman et al. "CS(2–1) survey of IRAS point sources with color characteristics of ultra-compact H II regions," *Astr. Astrophys. (Suppl.)*, vol. 115, pp. 81–95, 1996.
- [7] J. Brand et al. "The Arcetri catalogue of H₂O maser sources update," *Astr. Astrophys. (Suppl.)*, vol. 103, pp. 541–572, 1994.
- [8] D. J. van der Walt et al. "New detections of 5₁–6₀ A⁺-methanol masers towards IRAS sources," *Astr. Astrophys. (Suppl.)*, vol. 110, pp. 81–98, 1995.
- [9] C. Codella et al. "The occurrence of H₂O masers in the early stages of star formation," *Astr. Astrophys.*, vol. 311, pp. 971–980, 1996.
- [10] N. S. Nesterov et al. "22 GHz Radiometer for International VLBI Station "Symeiz" Radiophysics and Radioastronomy," *Radio Physics and Radio Astronomy*, vol. 5, no. 3, pp. 320–322, 2000.
- [11] A. E. Volvach et al. "Nekotoryye rezul'taty sovmestnykh issledovaniy NII «KrAO» i RI NANU oblastey zvezdoobrazovaniya v santimetrovom i millimetrovom diapazonakh dlin voln [Some results of joint research of the scientific research institute CrAO and RI NASU of star-forming regions in the centimeter and millimeter wavelength ranges]," *Bull. of the Crimean Astrophys. Obs.*, vol. 104, no. 6, pp. 72–79, 2009.
- [12] A. M. Tolmachev et al. "Sverkhvspyshki mazernogo izlucheniya HO v napravlenii protozvezdnogo obyektu G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602) [Super-flares of HO maser radiation in the direction of the protostellar object G25.65+1.05 (IRAS 18316-0602)]," *Astronomical Journal*, vol. 95, no. 3, pp. 224–236, 2018.
- [13] L. N. Volvach et al. "Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05," *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, vol. 482, iss 1, L90–L92, 2019.
- [14] L. N. Volvach et al. "Gigantskaya vspyshka mazera vodyanogo para v galakticheskom istochnike IRAS 18316-0602 [Giant flash of a maser of water vapor in the galactic source IRAS 18316-0602]," *Astronomical Journal*, vol. 96, no. 1, pp. 51–69, 2019.
- [15] S. J. Chan et al. "A catalogue of massive young stellar objects," *Astronomy and Astrophysics Supplement*, vol. 115, pp. 285–294, 1996.
- [16] M. Bhaswati and S. K. Ghosh, "Understanding the Spectral Energy Distributions of the Galactic Star Forming Regions IRAS 18314–0720, 18355–0532 and 18316–0602," *Astrophys. Astr.*, vol. 20, pp. 1–22, 1999.
- [17] J. A. Green and N. M. McClure-Griffiths "Distances to southern 6.7-GHz methanol masers through H I self-absorption," *MNRAS*, vol. 417, pp. 2500–2553, 2011.

Информация об авторах

Вольвач Лариса Николаевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Ларионов Михаил Григорьевич, доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева РАН г. Москва, 117810, Российская Федерация.

Information about the authors

Larisa N. Volvach, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Michail G. Larionov, Dr. Sci., Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.391

Стохастическая модуляция и демодуляция сигналов на основе авторегрессий с изменяющимися параметрами при передаче по каналам связи

^{1,2} Андриянов Н. А., ² Гаврилина Ю. Н.

¹Ульяновский институт гражданской авиации
им. Главного маршала авиации Б. П. Бугаева
ул. Можайского, 8/8, Ульяновск, 432071, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru

²Ульяновский государственный технический университет
ул. Северный Венец, 32, г. Ульяновск, 432027, Российская Федерация
nikita-and-nov@mail.ru, st.3472@gmail.com

Получено: 10 сентября 2018 г.

Отрецензировано: 21 сентября 2018 г.

Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: Наличие множества устройств связи, одновременно работающих при функционировании различных систем связи, создает сложную обстановку, как с точки зрения правильного приема информации, так и в плане электромагнитной обстановки. В связи с этим требуется решение, обеспечивающее надежный прием сигналов отличным от существующих способом. Для модуляции цифрового сигнала был предложен алгоритм формирования случайных процессов с изменяющимися параметрами. Установлены диапазоны различения параметров, для которых осуществляется эффективная демодуляция. Кроме того, предложен алгоритм модуляции и демодуляции цифровых сигналов, исследована эффективность его работы при различной вариативности параметров, исследована эффективность фильтрации таких сигналов при известных параметрах.

Ключевые слова: дважды стохастическая модель, авторегрессия, модуляция сигналов, демодуляция сигналов, корреляционная модуляция, фильтр Калмана, электромагнитная совместимость.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Стохастическая модуляция и демодуляция сигналов на основе авторегрессий с изменяющимися параметрами при передаче по каналам связи. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 4. С. 350—364.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Андриянов, Н. А. Стохастическая модуляция и демодуляция сигналов на основе авторегрессий с изменяющимися параметрами при передаче по каналам связи / Н. А. Андриянов, Ю. Н. Гаврилина // Информационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 4. С. 350—364.

Stochastic modulation and demodulation of signals based on autoregression with varying parameters during information exchange over communication channels

N. A. Andriyanov^{1,2} and Yu. N. Gavrilina²

¹*Ulyanovsk Civil Aviation Institute*

8/8, Mozhaiskogo Str., Ulyanovsk, 432071, Russian Federation

nikita-and-nov@mail.ru

²*Ulyanosk State Technical University*

32, Severny Venets Str., Ulyanovsk, 432027, Russian Federation

nikita-and-nov@mail.ru, st.3472@gmail.com

Received: September 10, 2018

Peer-reviewed: September 21, 2018

Accepted: September 25, 2018

Abstract: *The presence of a multitude of communication devices that simultaneously operate in the various communication systems creates a complex situation, both in terms of the correct reception of information, and in terms of the electromagnetic environment. In this regard, a solution is required that ensures reliable reception of signals in a different way than the existing ones. To modulate a digital signal, an algorithm for generating random processes with varying parameters was proposed. The ranges of distinguishing parameters for which effective demodulation is performed are established. In addition, the algorithm of modulation and demodulation of digital signals was proposed, the effectiveness of its work with different parameters variability was investigated, the filtration efficiency of such signals was investigated with known parameters.*

Keywords: *doubly stochastic model, autoregression, modulation of signals, signal demodulation, correlation modulation, Kalman filter, electromagnetic compatibility.*

For citation: N. A. Andriyanov and Yu. N. Gavrilina, “Stochastic modulation and demodulation of signals based on autoregression with varying parameters during information exchange over communication channels,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 350–364, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.27

1. Введение

Современные системы связи используют множество различных видов модуляции. В основном все они базируются на применении гармонических сигналов [1—3] и управлении их параметрами.

Последовательности символов, как известно, в таком случае на модуляторе превращаются в гармонические сигналы с разной амплитудой, фазой или частотой. В процессе демодуляции на приемнике сравнивается полученный сигнал и его ожидание для конкретного символа. Например, в демодуляторах могут использоваться алгоритмы, вычисляющие меру корреляционного сходства двух сигналов и принимающие решение после сравнения данной меры с вычисленным порогом.

Вместе с тем продолжающиеся в статистической радиотехнике исследования позволяют использовать в ряде различных задач случайные процессы (СП). В частности, были предложены дважды стохастические авторегрессионные модели [4—9], которые могут быть удачно применены при описании нестационарных во времени сигналов и неоднородных в пространстве полей.

Организация радиосвязи происходит с использованием мобильных и стационарных приемопередающих устройств, как правило, имеющих достаточно малую мощность. При этом должна обеспечиваться устойчивая голосовая связь.

Однако наличие множества таких устройств создает сложную электромагнитную обстановку. В системах связи могут возникать непреднамеренные помехи, при этом качество работы объекта будет снижаться. Это обуславливает необходимость развития новых методов передачи информации, позволяющих улучшить качество связи.

Таким образом, актуальной задачей является обеспечение надежного приема сигналов отличным от существующих способом в связи с наличием множества устройств связи, одновременно работающих при функционировании телекоммуникационных систем. Одним из таких методов может выступить модуляция сигналов с помощью корреляционных параметров авторегрессионных моделей.

2. Известные алгоритмы модуляции

Классически считается, что основными методами цифровой манипуляции являются: амплитудная, частотная, фазовая (или вместе угловая) модуляции [10]. Однако существуют и различные модификации классических методов, которые в основном и используются в настоящее время на практике. Рассмотрим их подробнее.

2.1. CAP-модуляция

Основной особенностью алгоритма является комбинация манипуляции с помощью амплитуды и фазы, поэтому сам алгоритм представляет амплитудно-фазовую модуляцию и может рассматриваться как частный случай алгоритма QAM [11]. При этом, в отличие от QAM при CAP-модуляции происходит специальная обработка спектра модулированного сигнала, в ходе которой удаляется составляющая, вносимая несущей частотой QAM. Восстановление несущей частоты осуществляется на приемнике. Следующим шагом работы приемника является считывание передаваемого потока данных по сигналу с несущей. Данный подход позволяет сократить избыточность при передаче. За счет этого увеличивается дальность связи, может регулироваться мощность передатчика, уменьшается уровень перекрестных помех в случае использования проводных систем передачи информации.

Принцип работы алгоритма заключается в следующем. После получения модулированного сигнала требуется исключить частоту, которая была предназначена для его переноса. Тем не менее, детальный анализ алгоритма CAP-модуляции позволяет сделать вывод о том, что данный алгоритм в части формирования линейного кода практически ничем не отличается от классических алгоритмов гармонической амплитудной модуляции.

На рис. 1 представлен алгоритм работы со спектром модулируемого сигнала при реализации CAP-модуляции. Здесь синим цветом обозначен спектр информационного сигнала, предназначенного для передачи, величине $f_{\max}$ соответствует верхняя граница спектра по частоте; зеленым цветом представлен спектр передаваемого сигнала, который был перенесен в область высокочастотной составляющей, характеризуемой несущей частотой f_c ; красным цветом показан спектр модулированного колебания, полученный после применения алгоритма CAP-модуляции.

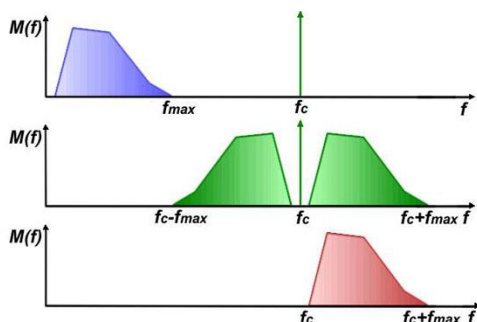


Рис. 1. Алгоритм модуляции CAP. Fig. 1. CAP-modulation

К основным преимуществам данного алгоритма относятся: достаточно простые условия реализации при высокой спектральной эффективности; более чем в 2 раза повышенная энергетическая эффективность формируемого сигнала за счет подавления несущей и одной боковой полосы; в теории с помощью САР-модуляции можно достичь максимальных отношений сигнал/шум (ОСШ), что позволяет покрывать максимально возможные расстояния.

Однако алгоритму САР-модуляции присущ существенный недостаток, связанный с отсутствием каких-либо стандартов по процедуре преобразования сигналов.

2.2. Алгоритм модуляции 2B1Q

Известен алгоритм, который сопоставляет двум бинарным символам одно значение напряжения. По принципу своей работы данный алгоритм и получил название — линейное кодирование 2B1Q (2 Binary 1 Quandary) [12, 13]. Анализ алгоритма показывает, что модуляция 2B1Q является разновидностью амплитудно-импульсной модуляции, для которой выбирают четыре уровня напряжения и не происходит возврата к нулевому значению. Алгоритм формирования кода приведен в табл. 1.

Табл. 1 Алгоритм формирования кода 2B1Q
Table 1. Algorithm for the formation of 2B1Q code

Кодовая группа	Кодовое напряжение
00	–2,5 В
01	–0,833 В
10	+2,5 В
11	+0,833 В

Как показывает анализ представленной выше таблицы, чтобы сформировать необходимое напряжение, требуется исходную последовательность бит разделить на группы, содержащие по 2 символа. Первый бит задает полярность используемого для модуляции напряжения. Можно заметить, что для групп «00» и «01» напряжение имеет отрицательный уровень, а для групп «10» и «11» — положительный. Второй бит задает большую или меньшую амплитуду. В частности, второму «0» соответствует уровень 2,5 В, а второй «1» — уровень 0,83 В.

Таким образом, закодированный в соответствии с правилами 2B1Q сигнал представляет собой последовательность скачкообразно изменяющихся напряжений с 4 возможными уровнями. Пример работы алгоритма 2B1Q представлен на рис. 2.

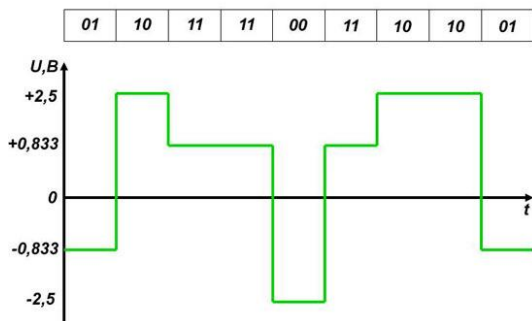


Рис. 2. Пример формирования кода 2B1Q.

Fig. 2. Forming 2B1Q code

2.3. Алгоритм модуляции TCM

Наиболее усовершенствованный метод модуляции — TCM (Trellis Coded Modulation), модуляция с решетчатым кодированием или треллис-модуляция [12, 13]. Во-первых, TCM-модулятор снижает требования к каналу связи по отношению ОСШ на 3—6 дБ по сравнению с QAM модуляцией. Во-вторых, данный метод увеличивает число передаваемых бит до 9, что превышает возможности алгоритма QAM.

Одним из основных решений, заложенных в метод модуляции TCM, является введение дополнительного бита, полученного с помощью сверточного кодирования. После того как число бит было увеличено, используются сверточные кодеры [14]. Хотя такой подход приводит к тому, что требуется увеличить общее число посылок в два раза, он обеспечивает выигрыш по ОСШ. Данный выигрыш достигается за счет возможности декодера вносить исправления в принимаемый сигнал. В частности, может быть использован эффективный алгоритм мягкого декодирования Витерби [14]. Анализ принятого избыточного бита и учет ранее принятых сигналов дает возможность более уверенно выбрать наиболее вероятную точку в пространстве сигналов. Усложнение алгоритмов обработки сигналов и увеличение общего числа посылок ведет к увеличению требуемой производительности (вычислительной мощности) декодера, однако современный уровень развития цифровых сигнальных процессоров позволяет решить эту задачу.

2.4. OFDM модуляция

Широкое применение в системах радиосвязи нашел алгоритм OFDM модуляции [15]. В телекоммуникациях ортогональное мультиплексирование с частотным разделением (OFDM) представляет собой способ

кодирования цифровых данных на нескольких несущих частотах. OFDM превратилась в популярную схему широкополосной цифровой связи, используемую в таких приложениях, как цифровое телевидение и аудиовещание, доступ к Интернету DSL, беспроводные сети, сети электропередач и 4G мобильной связи.

Основным преимуществом OFDM по схемам с одной несущей является его способность справляться с серьезными условиями канала (например, затухание высоких частот в длинном медном проводе, узкополосная интерференция и частотно-избирательное замирание из-за многолучевого распространения) без сложных фильтров выравнивания. Уравнивание каналов упрощается, поскольку OFDM можно рассматривать как использование многих медленно модулированных узкополосных сигналов, а не одного быстро модулированного широкополосного сигнала. Низкая скорость передачи символов позволяет использовать защитный интервал между доступными символами, что позволяет устранить межсимвольные помехи (ISI) и использовать эхо-сигналы и разброс во времени для достижения коэффициента усиления разнесения, т. е. улучшение ОСШ. Этот механизм также облегчает проектирование одночастотных сетей, где несколько соседних передатчиков одновременно посылают один и тот же сигнал на одной и той же частоте, поскольку сигналы от нескольких удаленных передатчиков могут быть повторно объединены конструктивно, сохраняя помехи традиционной системе с одной несущей.

Таким образом, все рассмотренные алгоритмы модуляции имеют электромагнитное влияние друг на друга. Это связано с тем, что модуляция осуществляется сигналами, находящимися в перекрывающихся частотных диапазонах. Кроме того, большинство методов используют постоянные или гармонические сигналы для модуляции. Интересным представляется решение, в котором модуляция осуществлялась бы посредством передачи случайного сигнала с заданными свойствами.

3. Стохастический модулятор

Рассмотрим следующую схему модуляции, которая не вызывает сложностей при передаче информации в случае применения генераторов случайных последовательностей [9]:

1) если необходимо передать символ «0», тогда на определенном временном интервале (длина последовательности) необходимо реализовать модель вида

$$x_i = \rho_0 x_{i-1} + \sqrt{\sigma_x^2(1 - \rho_0^2)} \xi_i, \quad (1)$$

где ρ_0 — корреляционный параметр для модуляции «0»-го бита, σ_x^2 — дисперсия моделируемого СП, ξ_i — случайная добавка, ее математическое ожидание равно нулю, а дисперсия равна единице, i — длина последовательности, отведенной для передачи одного бита.

2) если необходимо передать символ «1», тогда необходимо лишь заменить параметры в модели (1) и получить модель следующего вида

$$x_i = \rho_1 x_{i-1} + \sqrt{\sigma_x^2(1 - \rho_1^2)} \xi_i, \quad (2)$$

где ρ_1 — корреляционный параметр для модуляции «1»-го бита, σ_x^2 — дисперсия моделируемого СП, ξ_i — случайная добавка, ее математическое ожидание равно нулю, а дисперсия равна единице, i — длина последовательности, отведенной для передачи одного бита.

Модели (1) и (2) полностью передают алгоритм модуляции двоичного сигнала и не вызывают особых сложностей. Интересно, что совокупный сигнал из «0» и «1» будет представлять собой обычную разрывную модель, параметры которой изменяются на определенных интервалах. Очевидно, что наилучшее различие сигналов будет в том случае, если параметры прямо противоположны. Например, при $\rho_0 = -0.99$ и $\rho_1 = 0.99$. Более того, нам достаточно будет использовать передатчик с одной мощностью в обоих случаях.

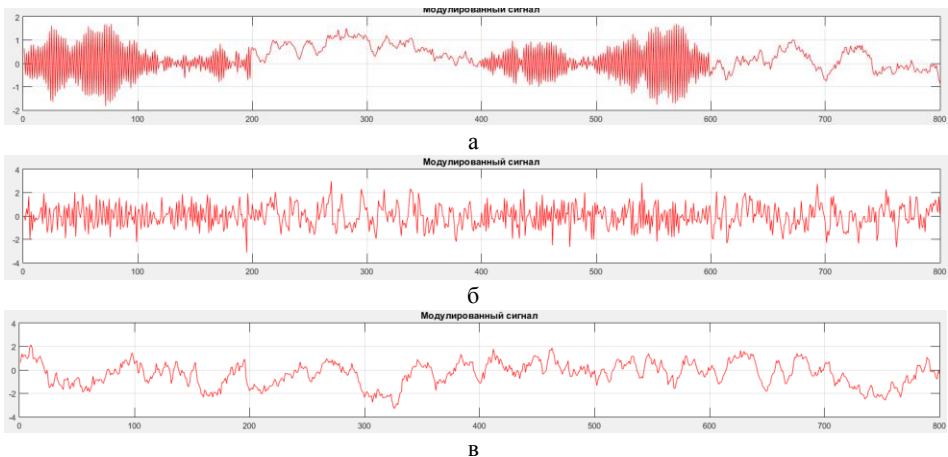


Рис. 3. Модуляция при разных параметрах.

Fig. 3. Modulation with different parameters

На рис. 3 представлены примеры имитации последовательности «0101» при различных параметрах моделей: а — $\rho_0 = -0.99$, $\rho_1 = 0.99$; б — $\rho_0 = -0.5$, $\rho_1 = 0.5$; в — $\rho_0 = 0.92$, $\rho_1 = 0.95$. Продолжительность одного бита составляет 200 отсчетов.

Известно, что при передаче по каналам связи будут присутствовать помехи. Тем не менее, для исследований интересен и абсолютный случай. Поэтому сначала выполним оценку того, как работает алгоритм различения и обнаружения по такой схеме в случае идеального канала связи. Затем исследуем возможности фильтрации принимаемых сигналов с известными параметрами. Таким образом, обнаружение передаваемых символов сопряжено с задачей оценивания корреляционных параметров на участке модулированного сигнала, соответствующего длительности одного бита.

4. Демодуляция в идеальном канале

Проведем исследования по модуляции и демодуляции сигналов в случае использования моделей (1) и (2).

На рис. 4 представлен пример моделирования последовательности для передачи сигнала «1101». При этом продолжительность одного бита равна 200 отсчетам. Для модуляции «0» используется отрицательная корреляция $\rho_0 = -0.99$, а для модуляции «1» используется положительная корреляция $\rho_1 = 0.99$.

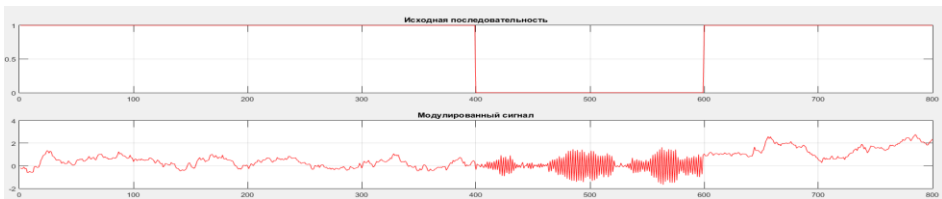


Рис. 4. Последовательность бит на передатчике и результат модуляции
Fig. 4. Transmitter bit sequence and modulation result

Анализ рис. 4 показывает, что предложенный метод позволяет отойти от гармонических сигналов при модуляции. При этом в процессе демодуляции необходимо выполнить следующие оценки последовательно на каждом из участков модуляции

$$\hat{\rho}_j = \frac{1}{\hat{\sigma}_{jx}^2 (M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (x_{ji} - \hat{m}_{xj})(x_{ji+1} - \hat{m}_{xj}), \quad (3)$$

где используются оценки среднего значения и дисперсии, полученные по выборке для конкретного бита.

Соответственно дальше по полученным оценкам необходимо выполнить демодуляцию, связанную с обнаружением на заданном участке «0» или «1».

На рис. 5 показан процесс демодуляции по полученным с помощью выражения (3) оценкам. При этом пороговым значением в данном случае считается величина $\frac{\rho_0 + \rho_1}{2}$. Если оценка больше данной величины, то принимается решение о том, что передавалась «1». В противном случае, принимается решение о передаче «0».

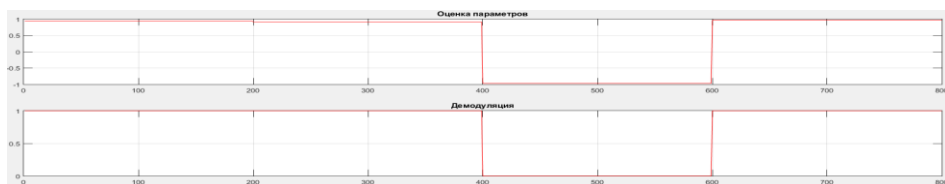


Рис. 5. Оценка параметров и результат демодуляции

Fig. 5. Parameter estimation and demodulation result

Выполним исследование эффективности демодуляции в зависимости от разности между корреляционными параметрами для передачи «0» и «1». Будем проводить серию экспериментов из $N=1000$ раз для последовательности «1010», при этом $\rho_1 = 0.99$, а $\rho_0 = -0.99$ и последовательно приближается к ρ_1 . Полученные зависимости представлены в табл. 2.

Табл. 2 Исследование эффективности демодуляции

Table 2. Demodulation efficiency study

$\Delta\rho$	1,98	1,58	1,18	0,78	0,38	0,1	0,05	0,025	0,01
P_D	1	1	1	0,997	0,991	0,665	0,288	0,072	0,014

На рис. 6 представлен график данной зависимости.

Анализ кривой на графике рис. 6 показывает, что добиться 100%-демодуляции в отсутствии помех можно уже при различении корреляционных параметров около 0.5, если брать достаточно большой коэффициент корреляции для передачи «1».

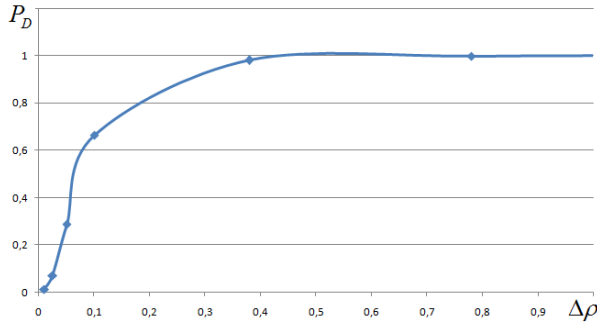


Рис. 6. Эффективность демодуляции.

Fig. 6. Demodulation efficiency

5. Эффективность фильтрации

Пусть необходимо осуществить оптимальное рекуррентное оценивание СП по имеющимся зашумленным данным

$$z_i = x_i + n_i, i=1,2,\dots, \quad (4)$$

где $n_i, i=1,2,\dots$, — белый гауссовский шум с дисперсией σ_n^2 .

Исходя из того, что используется авторегрессия с кратными корнями характеристических уравнений [16], включающая в себя представленную авторегрессию первого порядка, можно записать расширенный вектор состояния

$$\bar{x}_i = (x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-m+1})^T. \quad (5)$$

Тогда можно переписать модель наблюдений

$$z_i = C\bar{x}_i + n_i, i=1,2,\dots, \quad (6)$$

где $C = (1 \ 0 \dots 0)$.

Само уравнение также следует записать в матрично-векторной форме

$$\bar{x}_i = \wp \bar{x}_{i-1} + \xi_i, i=1,2,\dots, \quad (7)$$

$$\text{где } \wp = \begin{pmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \dots & \rho_{1m} \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}; \rho_{1j} = (-1)^{j+1} C_m^j \rho^j;$$

$$\bar{\xi}_i = (\xi_i, 0, \dots, 0)^T; V_{\xi} = M\{\bar{\xi}_i \bar{\xi}_i^T\}.$$

После выполненных преобразований воспользуемся стандартными уравнениями линейного фильтра Калмана для нахождения оптимальных оценок информационного СП

$$\hat{\hat{x}}_i = \hat{\hat{x}}_{\varepsilon i} + P_i C^T \frac{1}{\sigma_n^2} (z_i - C \hat{\hat{x}}_{\varepsilon i}), P_i = P_{\varepsilon i} (E + \frac{1}{\sigma_n^2} C^T C P_{\varepsilon i})^{-1}, \quad (8)$$

где $P_{\varepsilon i} = \wp P_{i-1} \wp^T + V_{\xi}$; $\hat{\hat{x}}_{\varepsilon i} = \wp \hat{\hat{x}}_{i-1}$.

На каждом i -м шаге оценивания строится оптимальный прогноз

$\hat{\hat{x}}_{\varepsilon i} = \sum_{j=1}^m \rho_{1j} \hat{\hat{x}}_{i-j}$ на основе предыдущих оценок $\hat{\hat{x}}_{i-j}$, $j=1,2,\dots,m$ и находится наилучшая (в смысле минимума дисперсии ошибки $P_{11i} = M\{(x_i - \hat{\hat{x}}_i)^2\}$) оценка

$$\hat{\hat{x}}_i = \hat{\hat{x}}_{\varepsilon i} + P_{11i} \frac{1}{\sigma_n^2} (z_i - \hat{\hat{x}}_{\varepsilon i}), \quad (9)$$

где $P_{11i} = P_{\varepsilon 11i} / \left(1 + \frac{P_{\varepsilon 11i}}{\sigma_n^2}\right)$.

Остальные компоненты вектора $\hat{\hat{x}}_i$ вычисляются на основе интерполяции предшествующих оценок с учетом очередного наблюдения z_i и взаимных ковариаций ошибок оценивания.

На рис. 7 представлены полученные на основе фильтрации (4—9) дисперсии ошибок фильтрации АР первого порядка (сплошные линии) для разных отношений сигнал/шум $q = \sigma_x^2 / \sigma_n^2$ при корреляционном параметре $\rho = 0.99$.

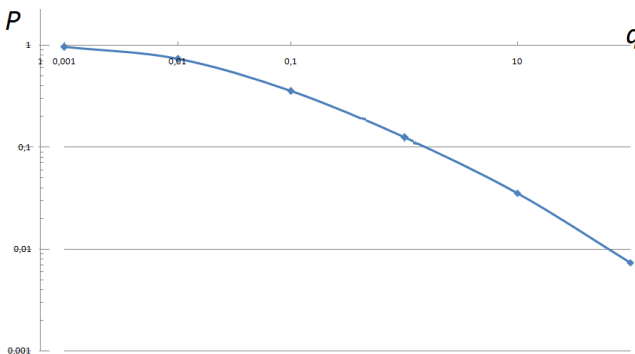


Рис. 7. Эффективность фильтрации авторегрессионного СП.

Fig. 7. Filtration efficiency of autoregressive random process

Анализ полученной зависимости показывает, что возможно достижение эффективной фильтрации ($P < 0,1$) уже при сопоставимых значениях сигнал шум.

6. Заключение

Таким образом, полученные результаты показывают, что для случая хорошо отделенных значений параметров предложенный алгоритм эффективно справляется с поставленной задачей (разница более 0.5). Кроме того, для предложенных моделей существуют оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы фильтрации, что позволяет выполнять различение также и в условиях помех. Показано, что при корреляции 0,99 одного из параметров можно получить дисперсии ошибок фильтрации меньше 0,1 уже при сопоставимых отношениях сигнал/шум.

Список литературы

1. Кулешов В. Н., Удалов Н. Н., Богачев В. М. и др. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов. М. : МЭИ, 2008. 416 с.
2. Самохин В. П., Киндяков Б. М. Памяти Эдвина Армстронга (18.12.1890—31.01.1954) // Наука и образование. № 1. 2014.
3. Кузнецов А. П., Курулев А. П., Батура М. П.. Теория электрических цепей. Минск, 2015. 413 с.
4. Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. Сравнительный анализ точечного прогнозирования дважды стохастической и авторегрессионных моделей // DSPA : Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6, № 2. С. 290—294.
5. Azanov P. T., Danilov A. N., Andriyanov N. A. Development of software system for analysis and optimization of taxi services efficiency by statistical modeling methods // CEUR Workshop Proceedings. 2017. Т. 1904. С. 232—238.
6. Andriyanov N. A., Sonin V. A. Using mathematical modeling of time series for forecasting taxi service orders amount // Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference «Fuzzy Technologies in the Industry – FTI 2018», CEUR Workshop Proceedings. Т. 2258, С. 462—472.
7. Vasiliev K., Dementiev V., Andriyanov N. Representation and processing of multispectral satellite images and sequences // Procedia Computer Science. 2018. Т. 126. С. 49—58.
8. Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Обнаружение двоичных символов на основе модуляции дважды стохастическими моделями // 73-я Международная конференция радиоэлектронные устройства и системы для ифокоммуникационных технологий (REDS-2018). Материалы конференции. С. 213—215.
9. Андриянов Н. А., Гаврилина Ю. Н. Обнаружение и различение сигналов, модулируемых авторегрессиями с изменяющимися корреляционными свойствами. В кн.: 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 356—360.
10. Теория электрической связи : учебное пособие / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов, А. Г. Нестеренко ; под общ. ред. К. К. Васильева. Ульяновск : УлГТУ, 2008. 452 с.

11. Gelgor A., Gorlov A., Popov E. On the synthesis of optimal finite pulses for bandwidth and energy efficient single-carrier modulation // Internet of Things, Smart Spaces and Next Generation Networks and Systems. Springer International Publishing. 2015. P. 655—668.
12. Горюнов А. Г., Ливенцов С. Н., Чурсин Ю. А. Телеконтроль и телеуправление : учебное пособие. Томск : Изд-во Томского политехнического университета, 2011. 139 с.
13. Иванов М. Т., Сергиенко А. Б., Ушаков В. Н. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов. Стандарт третьего поколения / под ред. В. Н. Ушакова. СПб. : Питер, 2014. 336 с.
14. Гладких А. А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. Ульяновск : УлГТУ, 2010. 379 с.
15. Berger L. T., Schwager A., Pagani P., Schneider D. M. MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing. Devices, Circuits, and Systems. CRC Press, 2014. 696 с.
16. Васильев К. К., Андриянов Н. А. Анализ авторегрессий с кратными корнями характеристических уравнений // Радиотехника. 2017. № 6. С. 13—17.

References

- [1] V. N. Kuleshov et al. *Generirovanie kolebaniy i formirovanie radiosignalov* [Oscillation and radio signal generation]. Moscow, MEI, 2008. (In Russ.).
- [2] V. P. Samokhin and B. M. Kindiakov, “Pamyati Edwina Armstronga [In memory of Edwin Armstrong],” *Science and Education*, no. 1, 2014. (In Russ.).
- [3] A. P. Kuznetsov et al. *Theoriya elektriceskikh tcepey* [Electrical Circuit Theory]. Minsk, 2015. (In Russ.).
- [4] K. K. Vasiliev et al. “Srvnitelnyi analiz tochnogo prognozirovaniia dvazhdy stokhasticheskoi i avtoregressionnoi modelei [Comparative analysis of point prediction of double stochastic and autoregressive models],” *DSPA*, 2016, vol. 6, no. 2. pp. 290–294. (In Russ.).
- [5] P. T. Azanov et al. “Development of software system for analysis and optimization of taxi services efficiency by statistical modeling methods,” *CEUR Work-shop Proceedings*, 2017, vol. 1904, pp. 232–238.
- [6] N. A. Andriyanov and V. A. Sonin, “Using mathematical modeling of time series for forecasting taxi service orders amount,” *Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference “Fuzzy Technologies in the Industry – FTI 2018,” CEUR Workshop Proceedings*, 2018, vol. 2258, pp. 462–472.
- [7] K. Vasiliev et al. “Representation and processing of multispectral satellite images and sequences,” *Procedia Computer Science*, vol. 126, pp. 49–58, 2018.
- [8] N. A. Andriyanov and Yu. N. Gavrilina, “Obnaruzhenie dvoichnykh simvolov na osnove modulyacii dvazhdy stokhasticheskimi modeliami [Detection of binary symbols based on modulation by double stochastic models],” *REDS: Telecommunications devices and systems*, p. 213–215, 2018. (In Russ.).
- [9] N. A. Andriyanov and Yu. N. Gavrilina, “Obnaruzhenie i razlichenie signalov, moduliruemykh avtoregressiyami s izmenyayuschimisya correlacionnymi svoystvami [Detection and discrimination of signals modulated by autoregression with varying correlation properties],” in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2018 28th International Crimean Conference*, 2018, pp. 356–360. (In Russ.).
- [10] K. K. Vasiliev et al. *Theoriya elektriceskoy svyazi* [Theory of electrical communication]. Ulyanovsk: UISTU, 2008. (In Russ.).

- [11] A. Gelgor et al. “On the synthesis of optimal finite pulses for bandwidth and energy efficient single-carrier modulation,” in *Internet of Things, Smart Spaces and Next Generation Networks and Systems*, Springer International Publishing, 2015, pp. 655–668.
- [12] A. G. Goryunov et al. *Telekontrol i teleupravlenie* [Telecontrol and control system]. Tomsk: Publishing House of Tomsk Polytechnic University, 2011. (In Russ.).
- [13] M. T. Ivanov et al. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio circuits and signals]. St. Petersburg: 2014. (In Russ.).
- [14] A. A. Gladkikh, *Osnovy teorii myagkogo dekodirovaniya izbytochnykh kodov v stirayuschem kanale svyazi* [Fundamentals of the theory of soft decoding of redundant codes in the erasing communication channel]. Ulyanovsk: UISTU, 2010. (In Russ.).
- [15] L. T Berger et al. *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing. Devices, Circuits, and Systems*. CRC Press, 2014.
- [16] K. K. Vasiliev and N. A. Andriyanov, “Analiz avtoregressii s kratnymi kornyami kharakteristicheskikh uravnenii [Analysis of autoregression with multiple roots of characteristic equations],” *Radiotekhnika*, no. 6, pp. 13—17, 2017. (In Russ.).

Информация об авторах

Андрянов Никита Андреевич, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры авиационной техники Ульяновского института гражданской авиации имени Главного маршала авиации Б. П. Бугаева, и кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета, г. Ульяновск, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0735-7697.

Гаврилина Юлия Николаевна, аспирант кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета, г. Ульяновск, Российская Федерация.

Information about the authors

Nikita A. Andriyanov, Cand. Sci. (Eng.), lecturer of Aviation Engineering Department of Ulyanovsk Civil Aviation Institute and lecturer of Telecommunications Department of Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0735-7697.

Yuliya N. Gavrilina, graduate student of Telecommunications Department of Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russian Federation.

Organization of a local navigation system with the use of adaptive low-element antenna array

I. B. Shirokov, I. V. Serdyuk, E. I. Shirokova, and A. Yu. Mordvinova
Sevastopol State University
33, University Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Received: September 15, 2018
Peer-reviewed: September 22, 2018
Accepted: September 25, 2018

Abstract: *The operation principles of local navigation system with the use of adaptive low-element antenna array are considered in this paper. The system will allow determining the coordinates of the vessel with high accuracy. For the eliminating the ambiguity of phase measurements of distances, the necessity of the formation of microwave signals with a small frequency shift was justified. The method of microwave signal forming is discussed. It is shown that the use of adaptive low-element antenna arrays improves system performance without a significant increase in the cost of the system. Adaptive antenna arrays minimize the effect of multipath propagation, which inevitably occurs while microwave propagation over the water surface.*

Keywords: *navigation, atmospheric channel, phase measurement, homodyne frequency transform, antenna array, multipath propagation.*

For citation (IEEE): I. B. Shirokov, I. V. Serdyuk, E. I. Shirokova, and A. Yu. Mordvinova, “Organization of a local navigation system with the use of adaptive low-element antenna array,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 365–377, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.28

Организация локальной навигационной системы с использованием адаптивных малоэлементных антенных решеток

Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е. И., Мордвинова А. Ю.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Получено: 15 сентября 2018 г.

Отрецензировано: 22 сентября 2018 г.

Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: В данной статье рассматривается принцип работы локальной навигационной системы с использованием адаптивной малоэлементной антенной решетки. Система позволяет определять координаты судна с высокой точностью. Для устранения неоднозначности фазовых измерений расстояний обснована необходимость формирования микроволновых сигналов с малым частотным сдвигом. Обсуждается метод формирования микроволнового сигнала. Показано, что использование адаптивных малоэлементных антенных решеток повышает производительность системы без значительного удорожания системы. Адаптивные антенные решетки позволяют минимизировать влияние многолучевого распространения, неизбежно возникающего при микроволновом распространении над водной поверхностью.

Ключевые слова: навигация, атмосферный канал, измерение фазы, гомодинное преобразование частоты, антенная решетка, многолучевое распространение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е. И., Мордвинова А. Ю. Организация локальной навигационной системы с использованием адаптивных малоэлементных антенных решеток // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 4. С. 365—377.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Широков, И. Б. Организация локальной навигационной системы с использованием адаптивных малоэлементных антенных решеток / И. Б. Широков, И. В. Сердюк, Е. И. Широкова, А. Ю. Мордвинова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 4. — С. 365—377.

1. Introduction

The creation of adaptive antenna arrays in the microwave band is an urgent task both in communication technology and in measurement technology for positioning systems design. In this case, there are often conflicting requirements for the array dimension, namely, the simultaneous provision of a large scanning angle and small mass-dimensional parameters. One of the applications of such arrays is their use in local navigation systems for moving objects tracking. One way of the determining the coordinate of an object is the measurement of fluctuations of the phase progression and/or the angle of arrival at microwave propagation [1, 2].

While solving the problem of constructing of local navigation system for accurate positioning of the vessel, the main source of errors in determining the coordinates is the vessel's pitching, which leads not only to a spread of coordinates as a result of antenna movement, but also to a fading of measured microwave signals.

This paper presents the results of modeling the effect of the number of elements of an adaptive antenna array on the signal-to-noise ratio at the receiver input of a local navigation system.

2. The principle of creating a local navigation system

Let's consider the operation of the meter of fluctuations of amplitude, phase progression and angle of arrival of the microwave signal. A generalized structural scheme of the meter is shown in Fig. 1 [3].

In fig. 1 the following notations are used: MWO is the microwave oscillator; C1, C2 and C3 are the microwave Y-circulators; A1, A2 and A3 are the microwave antennas; M1 and M2 are the microwave mixers; AD1 and AD2 are the amplitude detectors; PD1 and PD2 are the phase detectors; RO is the high-frequency high-quality quartz reference oscillator; CO is high-frequency high-quality voltage controlled oscillator; MWA and K are the microwave amplifiers; CPS and ϕ are the controlled microwave phase shifters.

In each i -th measuring channel the microwave oscillator of the microwave band of 10 GHz forms the signal

$$u_{MWi}(t) = U_{MWi} \cos(2\pi f_{MWi}t + \phi_{MWi}) \quad (2)$$

with initial amplitude U_{MWi} , initial frequency f_{MWi} , and initial phase ϕ_{MWi} .

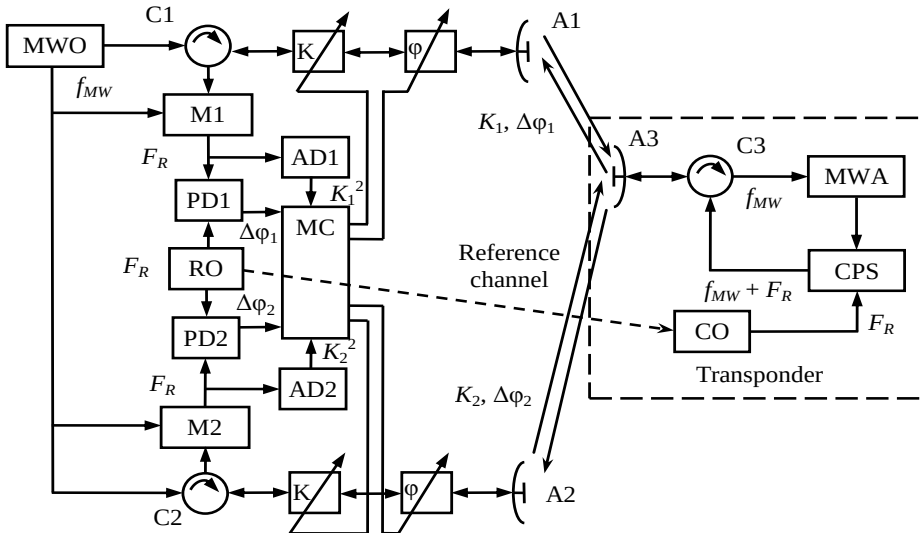


Fig. 1. Structural diagram of the amplitude fluctuation meter, phase progression fluctuations meter, and determining the angle-of-arrival of microwaves.

Рис. 1. Структурная схема измерителя флуктуаций амплитуды, набега фазы и угла прихода микроволнового сигнала

Then microwave oscillations through the microwave Y-circulators C1 and C2 feed the inputs of the microwave antennas A1 and A2. Further the microwave oscillations are radiated in the direction of the transponder. After passing through the measuring channel the microwave signal obtains the phase progression proportional to the length of the path

$$\Delta\phi_i = k_i d_i, \quad (3)$$

where k_{MWi} is the propagation constant; d_i is the length of the i -th path. Then the microwave oscillations are received by the antenna A3 and through the microwave Y-circulator C3 they are transmitted to the microwave amplifier. The amplified oscillations are fed to the signal input of the controlled microwave phase shifter, which realizes the signal frequency shift by an amount equal to the frequency of the phase shifter control signal F_R [4, 5].

The microwave oscillations, which are shifted in frequency, are emitted by antenna A3. The oscillations that pass through the measuring microwave channel and received by microwave antennas again obtain the phase shift $\Delta\phi_i$.

The received microwave oscillations are multiplied in the microwave mixers with the original microwave oscillations, as a result of which low-frequency oscillations are obtained at the mixers outputs. As a result of the homodyne transformation in the mixer, the initial frequency and initial phase of the microwave oscillations of the original and information signals are respectively subtracted. The amplitudes of detected in amplitude detectors signals are proportional to the attenuation K_i of microwave signals. The phases of received signals are equal to the phase shift $2\Delta\phi_i$ of microwave signals in the corresponding channel. In phase detectors these phases are transformed in corresponding signals at its outputs.

The microcontroller adaptively adjusts the radiation pattern of the microwave antenna array to the maximum signal-to-noise ratio by the changing the amplitude-phase distribution of the microwave signal in the antenna array aperture, which consists of antennas A1 and A2, microwave amplifiers K, and phase shifters ϕ .

Changes in the propagation constants of microwave signals in the measuring channels also affect the measurement error of the distance measurement by the phase method. These changes are due to the changes in the physical parameters of the communication channel, such as temperature, pressure, humidity, etc.

For the compensation of the changes in the propagation constants k_i of microwave signals in the measuring channels, it is necessary to periodically calibrate the homodyne meter using the transponder, which is located at the known distance. For this, one of the transponders of the positioning system is located on the mobile object itself. Thus, by comparing the measured and true distances, the positioning system is calibrated.

For eliminating the ambiguity of determining the distance by the phase method, it is necessary to carry out the multi-frequency measurements. For this purpose the microwave oscillator with a small frequency step is used as a reference one [6]. Thus, from one highly stable reference oscillator with a frequency of 100 MHz is proposed to form a grid of frequencies

$$f_{refi} = 100 \text{ MHz} + \Delta f_i, \quad (4)$$

where Δf_i is the frequency changes of the reference signal from 1 kHz to 10 kHz [6]. This change of the frequency of reference signal results in changes of microwave signals in a frequency band in $10 \text{ GHz} \pm (0.1\text{-}1.0 \text{ MHz})$ [6].

3. The algorithm of the antenna array control

The control algorithm of the antenna array pattern works as follows. In a state until that time when there is no useful signal, the antenna has an initial amplitude-phase distribution, characterized by the presence of the only one main lobe of the radiation pattern. Since there is a priori information about the direction of arrival of the signal, the main lobe of the radiation pattern is tuned exactly to this direction. Further, the amplitude-phase distribution of the antenna array is adjusted to the maximum of the useful signal. Thus, the constant adjustment of the maximum radiation pattern in the direction of the transponder compensates for the reduction in signal level caused by noise and the vessel's pitching.

In the case of interference affecting the side lobes of the radiation pattern the microcontroller detects a decreasing in the signal-to-noise ratio at the output of the amplitude detector and includes an adaptation algorithm. The purpose of the adaptation algorithm is to form "zeros" of the radiation pattern in the direction of the noise effect while maintaining the direction of the main lobe to the source of the useful signal. Since the objective function corresponds to the only one global maximum [7], the gradient method is used for its finding.

4. Selection of antenna array parameters

Let's consider a linear equidistant antenna array. Let the radiation pattern of primary emitters be described in a spherical coordinate system by a function $f_1(r, \theta, \varphi)$ (r is the distance to the observation point, θ and φ are the angular coordinates of the observation point). For further analysis it is sufficient to consider the placement of the observation point in the far zone (in the radiation zone) of the antenna, i.e. for the case of a plane phase front of an electromagnetic wave generated by the antenna in the direction of the observation point.

A simplified model of the linear array of radiators is shown in Fig. 2

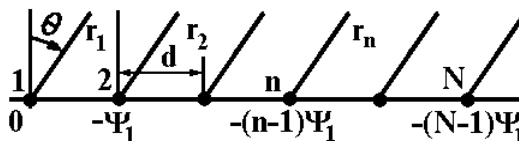


Fig. 2. The model of linear phase antenna array.

Рис. 2. Модель решетки с линейным набегом фазы

Let the amplitudes of the currents fed the inputs of the emitters be the same, and the initial phase of the current in the i -th antenna element differs from the phase of the i -th current of the antenna element by the same amount $\psi_1 = \psi_i - \psi_{i-1}$, while the phase distribution of the phased antenna array exciting the primary emitters is linear. Let's take the initial phase of the current in the first radiating element for zero, then the initial phase in the n -th radiator will be $(n-1)\psi_1$, and the radiation field generated by this radiator in the far zone is determined by the expression

$$E_n = A f_1(\theta, \varphi) \cos(\omega t - k r_n + (n-1)\psi_1), \quad (5)$$

where A is the constant (amplitude) factor, independent of angles θ and φ ; r_n is the distance from the n -th antenna element to the observation point; $k = 2\pi/\lambda$ is the propagation constant.

It can be shown, the $r_n = r_1 - (n-1)d \sin \theta$. In this case, the expression (5) can be written in the following form

$$E_n = A f_1(\theta, \varphi) \cos(\omega t - k r_1 + (n-1)(k d \sin \theta + \psi_1)).$$

The field of the entire antenna array is determined by summing the fields of the individual radiators and is written in the following form:

$$\begin{aligned} E = \sum_{n=1}^N E_n &= A f_1(\theta, \varphi) \frac{\sin\left(\frac{N}{2}(k d \sin \theta + \psi_1)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(k d \sin \theta + \psi_1)\right)} \cos(\omega t - k r_0) = \\ &= A f_1(\theta, \varphi) \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \cos(\omega t - k r_0), \end{aligned} \quad (6)$$

where $\psi = k d \sin \theta + \psi_1$ is the phase shift between the fields of adjacent emitters at the point of observation; ψ_1 is the electrical phase shift, which is formed by phase shifters in the diagram forming device; r_0 is the distance from the phase center of the antenna array to the observation point; N is the number of emitters in the linear array.

In this case, the multiplier $k d \sin \theta$ determines the spatial phase shift, which depends on the distance between the radiators in the array.

Thus, the directivity pattern of a phased antenna array is determined by two aggregated factors:

- radiation pattern of the primary antenna element $f_1(\theta, \varphi)$;
- antenna array multiplier $f_n(\theta, \varphi)$.

According to (6) the multiplier of the linear antenna array has the form

$$f_n(\theta, \varphi) = \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} Nd \left(\sin \theta + \frac{\psi_1}{kd} \right) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} d \left(\sin \theta + \frac{\psi_1}{kd} \right) \right)}.$$

This factor depends on the shift of the initial phases ψ_1 of the excitation currents of the neighboring emitters of the linear antenna array.

The maximum radiation in such antenna occurs for those directions in space for which the condition $\psi = 2\pi p$ is satisfied, where $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, i.e., where the phase difference between the fields of the antenna element caused by the difference in the path of the rays is fully compensated by the difference between the initial phases of the excitation currents of the antenna element

$$kd \sin \theta_0 + \psi_1 = kd \left(\sin \theta + \frac{\psi_1}{kd} \right) = 2\pi p,$$

then

$$\sin \theta_0 = -\frac{\psi_1}{kd} + p \frac{\lambda}{d}. \quad (7)$$

This equation is called the beam swing equation, and p is the number of the beam of maximum radiation.

From equation (7) it follows the movement of the beam in the antenna array in space can be carried out in the following ways:

- by the changing the oscillation frequency of the connected microwave oscillator;
- by the changing in the phase shift ψ_1 between the emitters using the phase shifters and corresponding controlling system;
- by the switching of the radiating elements of the array, the pitch of the radiators or segments of the supply paths.

The distance between the emitters is selected according to the criterion of the absence of additional diffraction maxima according to the formula

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_0}.$$

This expression defines the maximum deviation of the radiation maximum in the absence of additional side maxima in the radiation pattern.

5. Modeling results

For the antenna array creating the microstrip patch antenna was chosen as an array element. The advantages of this type of antenna are: simplicity of design, easy of manufacture, easy of excitation, the ability of creation of arrays of the same type of elements, the possibility of combining antennas, amplifiers and phase shifters in a single printing unit.

The design of a single antenna element is a square patch resonator located on the dielectric substrate and metal ground plane. With a substrate thickness of 1.5 mm and a relative dielectric constant of 4.2, and a central operating frequency in 10 GHz, the size of the antenna array element is 6.4x6.4 mm². The feed point is located at a distance of 1.6 mm from the edge of the printing element with an input impedance of 50 Ohms.

The antenna array consists of 2 elements. The elements are displaced in a plane perpendicular to the plane passing through the excitation point of the antenna elements and their centers. This choice of the location of the antenna elements reduces their mutual influence on each other. The distance between the edges of the antenna elements is also 6.4 mm.

The antenna pattern for the case of the in-phase excitation and quadrature antenna elements is shown in Fig. 3

As follows from the Fig. 3, when the difference in the excitation phases of the antenna elements changes from 0 to 90 degrees, the maximum of the directional pattern is rotated by 15 degrees. At the same time, the level of radiated power drops by 20 %.

The radiation patterns of a three-element antenna array with the in-phase and non-phase excitation of elements is shown in Fig.4. By changing the phases of the excitation of the side elements, relative to the central element, it is possible to significantly change the position of the minima of the radiation pattern, and due to this matter, it is possible to reduce the noise influence on the useful signal.

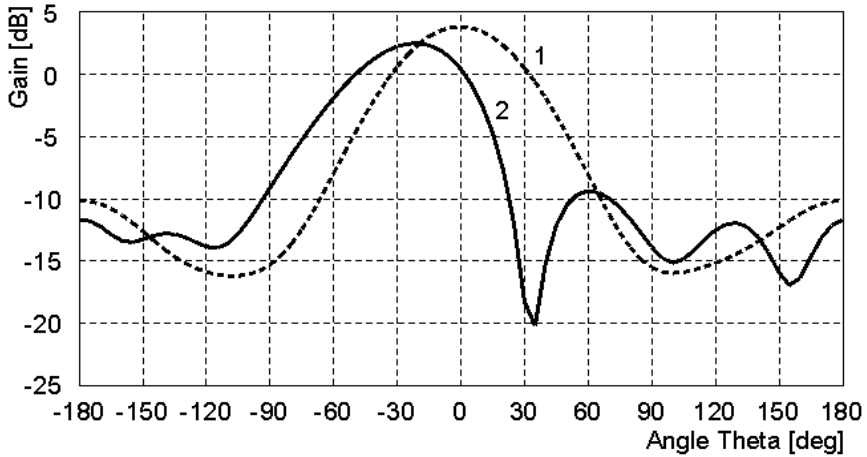


Fig. 3. Antenna pattern of a two-element antenna array.

Рис. 3. Диаграмма направленности двухэлементной антенной решетки

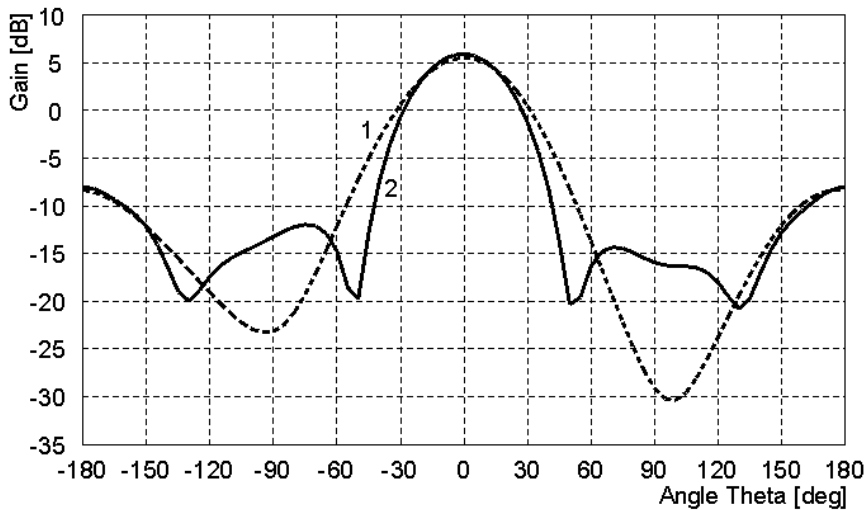
Fig. 4. Antenna pattern of a three-element antenna array
(curve 1 in-phase excitation, 2 – non-in-phase excitation).Рис. 4. Диаграмма направленности трехэлементной антенной решетки
(кривая 1 синфазное возбуждение, 2 — несинфазное возбуждение)

Table 1 shows the dependence of the width of the directional pattern and the range of scanning angles vs. the number of elements of the antenna array.

Table 1. Characteristics of low-element antenna arrays
 Табл. 1. Характеристики малоэлементных антенных решеток.

Number of elements Число элементов	Width of radiation pattern, degree Ширина диаграммы направленности, градус	Scanning angle range, degree Диапазон углов сканирования, градус
2	60	$\pm 13,5$
3	41	± 15
4	30	± 16

6. Conclusions

The proposed method of measuring the position of the vessel allows the creation of a local navigation system. Providing the determination of the instantaneous coordinates of the vessel with high accuracy, which is sufficient for ensuring the remote control of the mooring. Due to the formation of the discrete-tunable pattern of antenna array, the accuracy and noise immunity of a homodyne measuring system can be significantly improved.

Due to the proposed low-element antenna array, it is possible to significantly reduce the effect of multipath propagation of the measurement signal on the accuracy of determining the location of moving objects. In this case, an antenna array with an odd number of elements is preferred. Thus, the minimum number of elements of the antenna array must be equal to three.

Acknowledgement

Work has been carried out at the State support in a framework of implementation of Project # 5.6208.2017/8.9 of base part of the State task of the Russian Federation.

References

- [1] A. R. Webster and W. I. Lam, "Microwave angle-of-arrival measurements under anomalous troposphere propagation conditions," *Annals of Telecommunications*, vol. 35, no. 11–12, pp. 474–478, 1980.
- [2] R. W. McMillan, "Intensity and angle-of-arrival effects on microwave propagation caused by atmospheric turbulence," in *IEEE Proc. of Int. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS'08)*, 2008, Tel-Aviv, Israel, pp. 1–10.
- [3] I. B. Shirokov et al. "Multipath Angle-of-Arrival, Amplitude and Phase Progression Measurements on Microwave Line-of-Sight Links," in *Proc. First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, 2006, pp. 1–6.
- [4] I. B. Shirokov, "The Multitag Microwave RFID System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, iss. 5, part 2, pp. 1362–1369, 2009.
- [5] I. B. Shirokov, "Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals," in: *Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking: Communications in Computer and Information Science*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2012, pp. 80–91.

- [6] I. B. Shirokov et al. "Highly stable reference oscillator for the homodyne frequency synthesizer," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23th International Crimean Conference*, pp. 990–991, 2013.
- [7] V. A. Grigoriev (ed.), *Adaptivnyye antennoye reshetki* [Adaptive antenna arrays]. Part 1. St.-Petersburg: ITMO University, 2016. (In Russ.).

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в рамках реализации проекта № 5.6208.2017/8.9 базовой части государственного задания Российской Федерации.

Список литературы

1. Webster A. R., Lam W. I. Microwave angle-of-arrival measurements under anomalous troposphere propagation conditions // *Annals of Telecommunications*. Т. 35, № 11—12. 1980. С. 474—478.
2. McMillan R. W. Intensity and angle-of-arrival effects on microwave propagation caused by atmospheric turbulence // *IEEE Proc. of Int. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS'08)*, Tel-Aviv, Israel, 13—14 мая 2008, С. 1—10.
3. Shirokov I. B., Jandieri G. V., Sinityn D. V., Martynyuk D. I. Multipath Angle-of-Arrival, Amplitude and Phase Progression Measurements on Microwave Line-of-Sight Links // *Proc. First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, 6—10 ноября 2006, С. 1—6.
4. Shirokov I. B. The Multitag Microwave RFID System // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Т. 57, вып. 5, часть 2. С. 1362—1369.
5. Shirokov I. B. Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals. В кн. : *Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking : Communications in Computer and Information Science*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2012. С. 80—91.
6. Широков И. Б., Сердюк И. В., Филиппов И. Ф. Высокостабильный опорный генератор для синтезатора частот гомодинной системы. В кн. : *23-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013* (Севастополь, 9—13 сент. 2013 г.). 2013. С. 990—991.
7. Адаптивные антенные решетки. Часть 1. Под ред. В. А. Григорьева. СПб : Университет ИТМО, 2016. 179 с.

Information about the authors

Igor B. Shirokov, Dr. Sci. (Technical), professor at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0001-6425-5385

Igor V. Serdyuk, Cand. Sci. (Technical), associate professor at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. 0000-0001-8988-820X

Elena I. Shirokova, student at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0003-2716-3638

Anna Yu. Mordvinova, teacher at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0001-7888-019X

Информация об авторах

Широков Игорь Борисович, доктор технических наук, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-6425-5385

Сердюк Игорь Владимирович, кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-8988-820X

Широкова Елена Игоревна, студентка Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-2716-3638

Мордвинова Анна Юрьевна, преподаватель Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-7888-019X

Microwave water content in oil products meter

¹ I. B. Shirokov, ¹ I. V. Serdyuk, and ² I. I. Maronchuk

¹*Sevastopol State University*

Sevastopol, 299053, Russian Federation

²*Genesis-Tavrida Ltd.*

Sevastopol, 299011, Russian Federation

shirokov@ieee.org

Received: September 20, 2018

Peer-reviewed: September 23, 2018

Accepted: September 25, 2018

Abstract: *The paper describes the new method for determining the percentage of water in the water-oil mixture and the manufactured flow-based instrument which uses the microwave communication channel for performing the phase shift measurements with simultaneous evaluation of the degree of absorption of the microwave signal in the test mixture. The results of studies on the justification of operating conditions, development and fabrication of the design of the prototype of the measuring chamber of the device are considered. The results of investigations of the water content in water-oil mixtures of various compositions are presented.*

Keywords: *oil, oil products, water, moisture meter method, water-oil mixture, microwave oscillations, phase progression, microwave signal absorption.*

For citation (IEEE): I. B. Shirokov, I. V. Serdyuk, and I. I. Maronchuk, “Microwave water content in oil products meter,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 378–388, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.29

УДК 621.317.39.084.2

Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродуктах

¹ Широков И. Б., ¹ Сердюк И. В., ² Марончук И. И.

¹ Севастопольский государственный университет»

г. Севастополь, 299053, Россия

² ООО «Генезис-Таврида»

г. Севастополь, 299011, Россия

shirokov@ieee.org

Получено: 20 сентября 2018 г.

Отрецензировано: 23 сентября 2018 г.

Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: В работе описан новый метод определения процентного содержания воды в водонефтяной смеси и изготовленный поточный прибор на его основе, базирующиеся на применении микроволнового канала связи для проведения измерений набега фазы с одновременной оценкой степени поглощения микроволнового сигнала в исследуемой смеси. Рассматриваются результаты исследований по обоснованию условий эксплуатации, разработке и изготовлению конструкции опытного образца измерительной камеры прибора. Приводятся результаты исследований прибором содержания воды в водонефтяных смесях различных составов.

Ключевые слова: нефть, нефтепродукты, вода, влагомер, водонефтяная смесь, микроволновые колебания, набег фаз, микроволновое поглощение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Широков И. Б., Сердюк И. В., Марончук И. И. Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродуктах // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 4. С. 378—388.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Широков, И. Б. Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродуктах / И. Б. Широков, И. В. Сердюк, И. И. Марончук // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 4. — С. 378—388.

1. Introduction

Produced “crude” oil is a multicomponent mixture consisting of oil, gas, and water. The availability of reliable information concerning the oil content makes it possible to judge the profitability of exploitation of the oil deposit [1].

The main oil products derived from oil are the automobile gasolines, the diesel fuel, and the motor oils, which are intensively watered and polluted during transportation, reception, storage, and distribution, with a consequent deterioration in quality. Therefore, the control of water content in oil and oil products is an important task for technological processes at all stages of the extraction, transportation and processing of hydrocarbon raw materials [2, 3]

One of the most popular methods for measuring the water content in oil and oil products are microwave ones. In this case, there are fundamentally two ways for determining the percentage of water in a water-oil mixture. One of them is based on the absorption of microwave oscillations by proper water inclusions [4]. However, this measurement method can give inadequate readings, since the dielectric itself can also absorb microwave oscillations. In addition, with this approach, it is necessary to take measures to stabilize the amplitude of the original microwave oscillations and to ensure the long-term stability of the meter of the transmitted power of microwave oscillations. The presence of conductive impurities in addition to the actual water in the controlled material, for example, ash, salts, etc., provides an additional component of the error in determining the percentage of water in the mixture. In general, in-line microwave hygrometer, when operating in low-watered environments, has a limit of permissible absolute error of $\pm 0.5\%$ [2, 4]. With an increase in water content up to 60-80%, the phase inversion in the water-oil emulsion is observed, a sharp increase in the resonant frequency occurs, an additional error increases, reflecting on the metrological characteristics of microwave moisture meters [2].

Microwave phase metering methods for controlling the percentage of water in a water-oil mixture give more adequate results [5]. In fact, the relative dielectric constant of most dielectrics lies within 2–4 (about 4 for the vast majority of liquid hydrocarbons). The dielectric constant of water is about 80 (depending on the operating frequency of the analyzer). Therefore, by passing microwave oscillations through a water-dielectric mixture, one can judge the percentage of water in the mixture by measuring the phase shift of the microwave oscillations [5].

However, the described method [5] of determining the percentage of water in the oil-water mixture, when the water content in the mixture varies widely, has one major drawback. The value of phase progression kd [5] depends on the integral dielectric constant of the controlled mixture ε_{mix} and on the layer thickness d of this mixture at the fixed frequency of microwave oscillations. At the same time, with the fixed and unchangeable value of the layer thickness d , the phase progression kd can vary within certain limits in two cases: either when the percentage of water changes (with a known dielectric constant $\varepsilon_{wat} =$

80) in the mixture, or when the electrical properties of the dielectric itself change (dielectric constant ε_{diel}), for example when changing the type of controlled dielectric (crude oil, fuel oil, oil, etc.). The value of the dielectric constant of the controlled product with a change in its type may vary within certain limits ($\varepsilon_{diel} = 2-4$). At the same time, changes in the type of controlled product leads to a change in the integral dielectric constant of the mixture ε_{mix} , which can be interpreted by the meter as a change in the percentage of water in the mixture. When this occurs, the ambiguity of determining the percentage of water in a mixture of oil-water takes place.

In present paper a fundamentally new method of measuring the water content in oil and oil products is discussed. Also in the paper the in-line instrument using a microwave communication channel is described.

2. New method description

In the process of work, a new method for determining the percentage of water in an oil-water mixture was developed. This method is based on the use of a microwave communication channel for measuring the phase progression while simultaneously evaluating the degree of absorption of the microwave signal in the mixture under study. Based on the evaluation of the degree of signal absorption, the percentage of water in the mixture was roughly determined, which made it possible to calculate the number of phase cycles of the microwave signal phase and thereby to determine the exact value of the phase shift, and to calculate the percentage of water in the mixture. The measurement of the phase difference of the signals was carried out at low frequencies, obtained after the homodyne frequency conversion of the microwave signals, which made it possible to obtain high measurement accuracy. Schematic diagram of the device based on the new method is shown in Figure 1.

A device for determining the percentage of water in a oil-water mixture using different dielectrics contains: the microwave oscillator MWO, the microwave directional coupler MDC, the transmitting microwave antenna TMA, the receiving microwave antenna RMA, the controlled microwave phase shifter CPS, the microwave mixer MIX, the low-frequency amplifier LFA, linear amplitude detector AD, phase detector PD, computing device (microcontroller) MCU.

The device that implements the method for determining the percentage of water in the oil-water mixture using different dielectrics operates as follows. Microwave oscillations with amplitude U_1 , frequency f_1 , and initial phase ϕ_1 , described by the following expression

$$u_1(t) = U_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1),$$

from the output of the microwave oscillator is fed to the input of the microwave directional coupler. The attenuated microwave signal from the first output of the directional coupler is fed to the input of the transmitting microwave antenna, which primarily emits these microwave oscillations through the layer of the controlled mixture in the direction of the receiving microwave antenna. In this case, the microwave signal acquires the phase progression equal to

$$\Delta\phi = 2\pi f_1 d \sqrt{\epsilon_{mix}} / c.$$

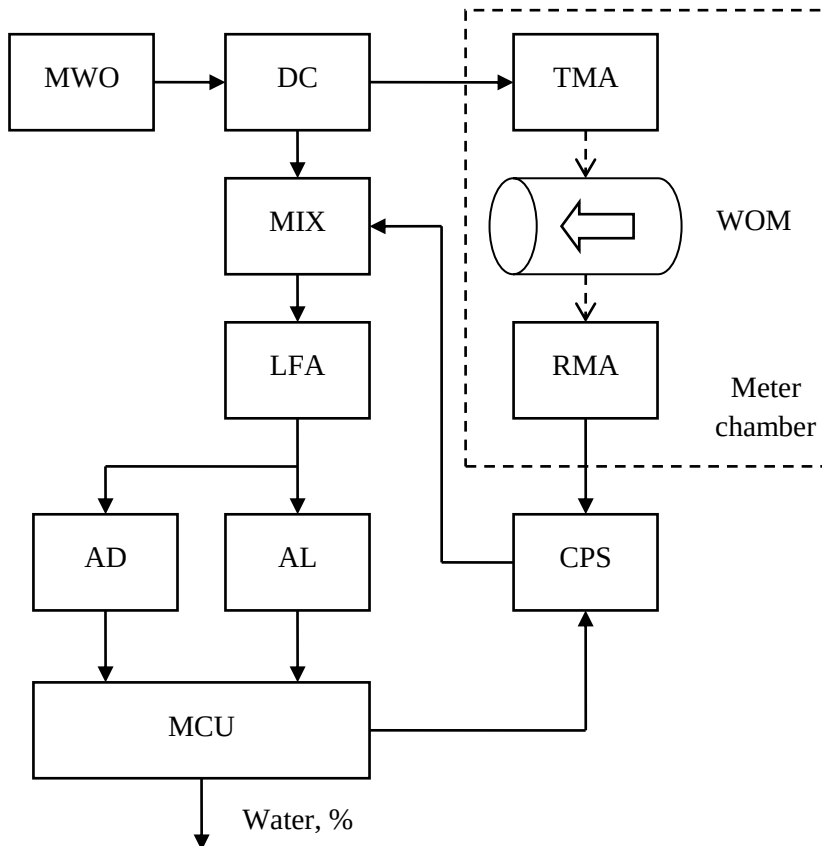


Fig. 1. Schematic diagram of the device based on the developed method.

Рис. 1. Принципиальная схема устройства на основе разработанного метода

Thus, the received microwave oscillations are as follows:

$$u_2(t) = U_1 K \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1 + \Delta\varphi),$$

where $K = K_1 K_2$ is the generalized amplitude factor, K_1 is the attenuation coefficient of the directional coupler on the first output, K_2 is the attenuation coefficient of microwave oscillations in the thickness of the layer of the controlled mixture, taking into account the gain of the microwave antennas.

Next, the received microwave oscillations are fed to the signal input of the controlled microwave phase shifter, to the control input of which a signal generated by the microcontroller is fed as well. In a controlled microwave phase shifter a periodic monotonically increasing from 0 to 2π of phase shift in the microwave oscillations with frequency f_1 is realized. The period of this control signal is equal to $T = 1/F$. In this case, it is possible to speak about the shift of the spectrum of microwave oscillations by the so-called Doppler frequency $F = 1/T$.

Thus, the frequency of the microwave signal is shifted from the frequency f_1 on the frequency F . Frequency-transformed microwave signal with the frequency $f_2 = f_1 + F$ has the following form

$$u_3(t) = U_1 K \cos[2\pi(f_1 + F)t + \varphi_1 + \Delta\varphi + \varphi_2],$$

where φ_2 is the initial phase of low-frequency oscillations.

This microwave signal is fed to the second input of the microwave mixer, to the first input of which serves weakened original microwave oscillations with frequency f_1 . In a microwave mixer, the multiplication of the microwave oscillations or homodyne frequency conversion takes place. The frequency converted low frequency signal is described by the following expression

$$u_4(t) = U_1 K_\Sigma \cos(2\pi F t + \Delta\varphi + \varphi_2),$$

where $K_\Sigma = K K_3$ is the total amplitude factor, K_3 is the mixer conversion factor taking into account the attenuation of the microwave signal at the second output of the directional coupler.

This signal is limited in amplitude and is fed to the input of an external interrupt of the microcontroller with the use the integrated Capture-Compare module and Timer. So, the phase difference of the converted signal and the signal generated by the microcontroller itself is measured. The argument of this microcontroller's signal is

$$\Psi = 2\pi F t + \varphi_2 .$$

Thus, at the output of the Capture-Compare module, a digital code COD is obtained, which is proportional to the coefficient K_{PD} of the phase shift of the microwave signal as it passes through the layer of the controlled mixture

$$COD = K_{PD} \Delta\varphi .$$

The number of digits of the received binary code is chosen as much as possible. According to the calibration curve obtained earlier from the calibration results of the meter, the exact value of water content in the oil product is determined in the microcontroller. Moreover, for different dielectrics, with different electrophysical properties, different calibration curves are constructed, each of which is memorized in the microcontroller during the calibration of the meter. Moreover, the calibration curve is chosen that used in the measurements earlier and, if the measurements are carried out for the first time, use, for example, the first memorized in the memory of the microcontroller.

In parallel, the low-frequency signal from the output of the microwave mixer is rectified by a linear detector and the DC voltage is obtained at its output proportional to the attenuation coefficient K_2 of microwave oscillations in the thickness of the layer of the mixture being controlled. This voltage is fed to the input of the analog-to-digital converter built into the microcontroller, where it is digitized.

The conversion process is not used to accurately measure the amount of attenuation of the microwave signal in the thickness of the monitored mixture (not for accurately determining the water content in the dielectric-water mixture), but for roughly estimating the percentage of water content in the oil-water mixture. The more water in the mixture the greater attenuation of the microwave signal takes place. The number of obtained digits is small.

The results of this transformation are compared in the microcontroller within the same number of bits of the binary code with the results of an accurate determination of the water content in a oil-water mixture, which is obtained by the phase method. If these results do not coincide, then this means that a dielectric is chosen that is not with the electrophysical properties that is actually present in the mixture. In this case, the deviation of the dielectric constant of the dielectric selected from the calibration curve from its actual value present in the dielectric mixture is interpreted by the meter as a change in the water content of the mixture, which does not correspond in the first approximation to the water content obtained by the amplitude method. According to the results of the comparison for a given level of water content in the mixture, obtained by the ampli-

tude method in the first approximation, rather rough, choose from the memory of the computing device a curve for which the closest match between the current readings of the analog-to-digital converter and the current level of water content in the dielectric mixture, obtained by phase method, is realized.

It should be understood that discrepancies in the indications of the amplitude and phase methods for determining the water content in a mixture will be observed only for small water content levels, when the contribution of water with the large dielectric constant ($\epsilon_{\text{wat}} = 80$) to the integral dielectric constant of the mixture with the dielectric with the permittivity of $\epsilon_{\text{diel}} = 2-4$ is small enough. As the level of water content in the mixture increases, the difference in the electro physical properties of dielectrics will be leveled.

4. Measuring camera strength simulation

On the basis of the method obtained, the work was carried out in the field of the development of an experimental in-line instrument. The operation conditions of the instrument can vary in a wide range. So, the operation of the measuring chamber of the device in these conditions has to be studied. Consequently, a reasoned choice of materials and the calculation of structural elements of the chamber must be implemented. The calculations were performed using standard techniques used by the oil industry in Russia.

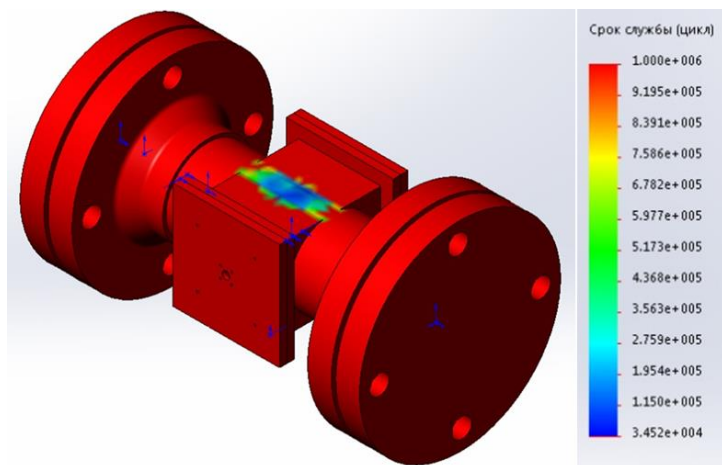


Fig. 2. The diagram of the service life when calculating the fatigue of materials after 1000 load cycles with the calculation parameters: $P_y = 6.3 \text{ MPa}$, $T = 100^\circ \text{C}$.

Рис. 2. Диаграмма ресурса при расчете усталости материалов после 1000 циклов нагрузки с расчетными параметрами: $P_y = 6,3 \text{ МПа}$, $T = 100^\circ \text{C}$

The strength characteristics of the elements of the developed structure were evaluated using the SOLIDWORKS Simulation software. Studies have shown that under critical operating conditions at a pressure of $P_y = 6.3$ MPa and a temperature $T = 100^\circ\text{C}$, the developed design operates well enough [6]. As an example, Figure 2 shows the plot of the service life when calculating the fatigue of materials after 1000 load cycles with the calculation parameters: $P_y = 6.3$ MPa, $T = 100^\circ\text{C}$.

So, the correctness of the design elements and the choice of materials for their manufacture were confirmed. Studies have shown the load on different parts of the design of the developed device are applied unevenly, while the main load is concentrated in the place of welding of the pipe with opposite segments of the technological measuring channel. Studies on fatigue have shown that for the destruction of this segment, it is necessary to apply at least 34,500 load cycles for the given calculation parameters. The correction of these negative factors with the aim of improving the design features of the working chamber of the device is the goal of further works.

5. Instrument manufacture

Based on the described above studies, the design of an experimental prototype of a microwave measuring instrument for water content in oil products has been manufactured. The microwave primary converter has been designed and manufactured. The microstrip antennas built into the measuring chamber of the device have been designed and manufactured. Also the measuring chamber of the instrument was developed and manufactured.

The appearance of a manufactured measuring chamber with microstrip patch antennas is shown in Figure 3.

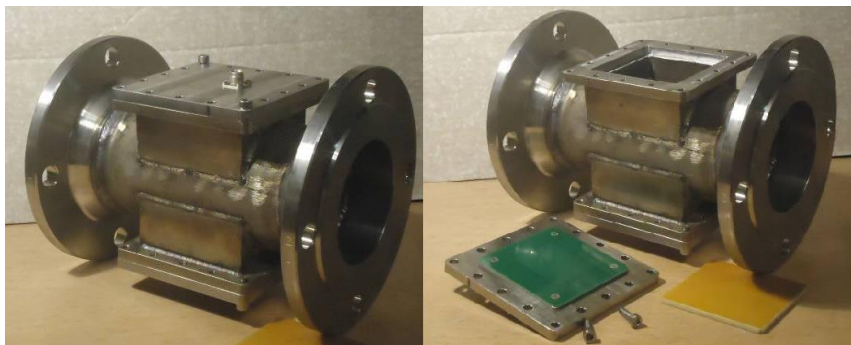


Fig. 3. Appearance of the meter chamber.

Рис. 3. Внешний вид измерительной камеры

The adjustment, calibration and experimental testing of the pilot instrument was carried out on the available crude oil samples with the content of the mass fraction of water in the existing samples being 0.5%, at a temperature of 25° C. When conducting a series of measurements on three prepared samples of “crude” oil, an adequate result was obtained with good compatibility with an average basic error of $\pm 0.08\%$. Further studies of the water content in water-oil mixtures with a mass concentration of water of 10, 20 and 30% were carried out, the average basic measurement error was ± 0.08 , ± 0.35 , ± 0.28 , and $\pm 0.45\%$, respectively.

6. Conclusions

The results obtained suggest the use of the new method for determining the percentage of water in the oil-water mixture. On the basis of this method the flow-based instrument has been developed and tested. The method and the instrument are based on the use of microwave communication channel for measuring the phase shift with the simultaneous assessment of the degree of absorption of the microwave signal in the mixture under the test.

Based on the data obtained as a result of research, it is clear that the method presented in the work has an original solution, and an experienced, inexpensive device based on, it has competitive characteristics that make it possible to output and use it in the oil market.

Acknowledgement

The work was carried out as part of the project under contract No. 2200GS1/37052 with the support of the Foundation for Assistance to the Development of Small Forms of Enterprises in the Scientific and Technical Sphere of the Russian Federation.

References

- [1] I. Shirokov and I. Maronchuk, “Methods for determination of water content in oil and oil products, residual content of oil products in water,” *Power plants and technologies*, vol. 3, no 4, pp. 16–31, 2017. (In Russ.).
- [2] I. Shirokov and I. Maronchuk, “Devices used to determine the content of water in oil and oil products (review),” *Power plants and technologies*, vol. 4, no. 1, pp. 56–73, 2018. (In Russ.).
- [3] P. V. Novitsky (ed.), *Elektricheskiye izmereniya neelektricheskikh velichin* [Electrical measurements of non-electrical quantities], Moscow–Leningrad, Energy, 1966. (In Russ.).
- [4] Viktorov V. A. et al. *Radiovolnovyye izmereniya parametrov tekhnologicheskikh protsessov* [Radio wave measurements of technological process parameters], Moscow, Energoatomizdat, 1989.
- [5] I. Shirokov, “Method for determining the percentage content of water in a dielectric–water mixture when the content of water in a mixture varies widely,” RF Pat. 2594338, declare April 13, 2016. (In Russ.).

- [6] I. Shirokov et al. "Development of elements of the design of moisture meter in oil and oil products based on the microwave method," *Power plants and technologies*, vol. 4. no. 2, pp. 121–130, 2018. (In Russ.).

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в ходе выполнения договора № 2200ГС1/37052 с Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

Список литературы

1. Широков И. Б., Марончук И. И. Методы определения содержания воды в нефти и нефтепродуктах, содержания нефти в воде // *Энергетические установки и технологии*. 2017. Том. 3. № 4. С.16—31.
2. Широков И. Б., Марончук И. И. Приборы для определения содержания воды в нефти и нефтепродуктах (обзор) // *Энергетические установки и технологии*. 2018. Том. 4. № 1. С. 56—73.
3. Туричин А. М., Аршанский Б. Э., Зограф И. А. и др. Электрические измерения неэлектрических величин / Под общей ред. П. В. Новицкого. М.-Л. : Энергия, 1966. 690 с.
4. Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М. : Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
5. Патент. 2594338 РФ G01N 22/00, G01F 13/00. Метод определения содержания воды в смеси диэлектрик — вода при изменении содержания воды в смеси в широких пределах / И. Широков, заявка № 2016114471/93; заявл. 13 апреля 2016; опубл. 10 августа 2016. Бюл. № 22. 8 с.
6. Широков И. Б., Черкашина Н. И., Марончук И. И. Разработка элементов конструкции измерителя содержания воды в нефти и нефтепродуктах на основе микроволнового метода // *Энергетические установки и технологии*. 2018. Том. 4. № 2. С. 121—130.

Information about the authors

Igor B. Shirokov, Dr. Sci. (Technical), professor at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID 0000-0001-6425-5385

Igor V. Serdyuk, Cand. Sci. (Technical), associate professor at Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. 0000-0001-8988-820X

Igor I. Maronchuk, Cand. Sci. (Technical), leading researcher, Genesis-Tavrida LLC. ORCID 0000-0003-2541-961X

Информация об авторах

Широков Игорь Борисович, доктор технических наук, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-6425-5385

Сердюк Игорь Владимирович, кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-8988-820X

Марончук Игорь Игоревич, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ООО «Генезис-Таврида». ORCID 0000-0003-2541-961X

УДК 621.385

Терагерцовый генератор — сферотрон

Кураев А. А., Матвеев В. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
kurayev@bsuir.by

Получено: 11 сентября 2018 г.

Отрецензировано: 20 сентября 2018 г.

Принято к публикации: 25 сентября 2018 г.

Аннотация: *Выполнено моделирование терагерцового генератора — сферотрона. Показано, что в таком генераторе весьма простой конструкции достижимы КПД 30 % при токе пучка в импульсе 1—10 кА и напряжении около 45 кВ.*

Ключевые слова: *сферотрон, монокотрон, КПД, несинхронное взаимодействие, большие мощности, двусферический резонатор.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кураев А. А., Матвеев В. В. Терагерцовый генератор — сферотрон // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 4. С. 389—399.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Кураев, А. А. Терагерцовый генератор — сферотрон / А. А. Кураев, В. В. Матвеев // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 4. — С. 389—399.

Terahertz generator – spherotron

A. A. Kurayev and V. V. Matveyenka

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

6, P. Brovki st., Minsk, 220013, Belarus

kurayev@bsuir.by

Received: September 11, 2018

Peer-reviewed: September 20, 2018

Accepted: September 25, 2018

Abstract: *A simulation of terahertz generator – spherotron was performed. It was shown such a generator has a very simple design and efficiency of 30 %, when beam current in a pulse of 1–10 kA and a voltage about 45 kV.*

Keywords: *spherotron, monotron, efficiency, non-synchronous interaction, high power, two-spherical resonator.*

For citation (IEEE): A. A. Kurayev and V. V. Matveyenka, “Terahertz generator – spherotron,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 4, pp. 389–399, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.4.30

1. Введение

Несинхронное взаимодействие электронов с электромагнитным полем — сравнительно мало исследованная область в физике и электронике СВЧ. Такое взаимодействие, в частности, реализуется в монотронах — однорезонаторных генераторах с шириной пролетного промежутка, сравнимой с длиной волны рабочего типа колебаний [1, 2]. Однако эти генераторы с плоскопараллельным зазором резонатора обеспечивают неприемлемо низкий КПД для мощных приборов (порядка 6 %). С другой стороны, приходящие несинхронному взаимодействию недостатки группирования компенсируются особенностями индивидуального взаимодействия электронов при движении в нарастающем несинхронном электромагнитном поле (квадратичные силы Миллера) [3]. Это подтверждено при расчете обращенного монотрона на коаксиальном резонаторе (диотрона), где амплитуда ВЧ электрического поля изменяется пропорционально $1/r$ (электроны движутся к центру) [4]. В данной статье рассматривается схема сферотрона — монотрона на двусферическом резонаторе, где амплитуда поля имеет еще более сильную зависимость от r : $1/r^2$. Это позволяет существенно повысить КПД прибора, причем, при больших токах электронного потока.

2. Принципиальная схема сферотрона

Схема сферотрона изображена на рисунке 1. Здесь 1 — катод, 2 — кольцевой первый анод, его напряжение u_1 , 3 — двусферический резонатор, находится под потенциалом u_0 относительно катода, 4 — очертания электронного потока; 5 — камера системы охлаждения коллектора; 6 — вакуумно-плотные изоляционные керамические шайбы. Ось z совмещена с осью пучка. Меридианный угол ϑ сферической системы координат отсчитывается от оси z (для пучка $\vartheta=0$).

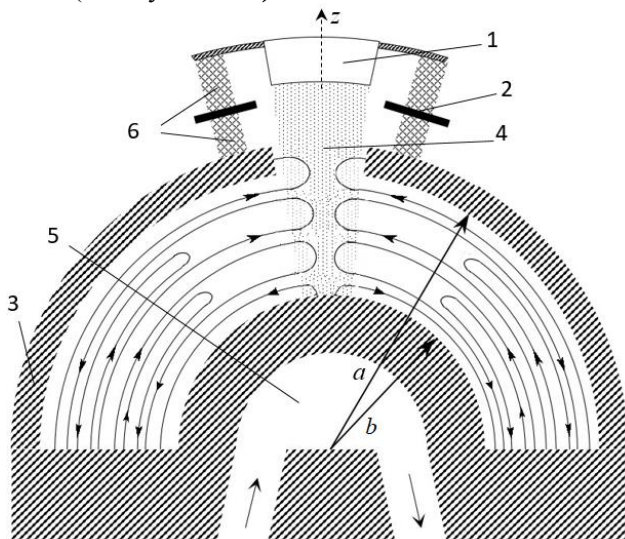


Рис. 1. Схема сферотрона: 1 — катод; 2 — кольцевой анод; 3 — двусферический резонатор; 4 — электронный поток; 5 — камера охлаждения; 6 — вакуумно-плотные шайбы.

Fig. 1. Spherotron scheme: 1 – cathode; 2 – ring anode; 3 – two-spherical resonator; 4 – electron beam; 5 – cooling chamber; 6 – vacuum tight washers

На рисунке 1 также указано распределение силовых линий электрического поля резонатора на колебании E_{310} . Размеры резонатора определяются радиусами полусфер: a — большой, b — малый. Вывод энергии на рисунке 1 не указан. Он может быть реализован в виде прямоугольного волновода, связанного с резонатором через азимутальную щель или окно в стенке внешней сферы у торца резонатора.

При большой мощности сферотрона по азимуту резонатора могут быть сделаны несколько таких выводов энергии. Вместо волновода может быть использован выходной рупор, облучающий внешнюю фокусирующую электромагнитный луч антенну.

3. Поля в резонаторе и условия резонанса

Поле колебания E_{n10} двусферического резонатора можно рассматривать как суперпозицию расходящегося (запаздывание $(-kr)$) и сходящегося (обратное запаздывание (kr)) волн фиктивного элементарного электрического источника, находящегося в центре сфер резонатора. Здесь $k=2\pi/\lambda=\omega/c$ — волновое число в вакууме; λ — длина волны, ω — угловая частота, c — скорость света в пустоте.

Используя теорию сферических волн элементарного электрического излучателя [5], получаем следующие формулы компонент поля колебания E_{n10} как результат интерференций, расходящихся и сходящихся сферических волн:

$$\begin{aligned} E_r &= E_m \cos \omega t \left(\frac{\cos kr}{(kr)^2} - \frac{\sin kr}{(kr)^3} \right) \cos \vartheta \\ E_\vartheta &= \frac{E_m}{2} \cos \omega t \left(\frac{\sin kr}{kr} + \frac{\cos kr}{(kr)^2} - \frac{\sin kr}{(kr)^3} \right) \sin \vartheta \\ H_\varphi &= -\frac{E_m}{2W^0} \sin \omega t \left(\frac{\cos kr}{kr} - \frac{\sin kr}{(kr)^2} \right) \sin \vartheta \end{aligned} \quad (1)$$

где $W^0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ — волновое сопротивление вакуума.

Резонансные значения радиусов сфер резонатора a и b находятся из условия $E_\vartheta(a)=0$; $E_\vartheta(b)=0$.

Или, используя (1):

$$\begin{aligned} \sin ka + \frac{\cos ka}{ka} - \frac{\sin ka}{(ka)^2} &= 0 \\ \sin kb + \frac{\cos kb}{kb} - \frac{\sin kb}{(kb)^2} &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Граничные условия на торцевой стенке резонатора, как следует из формулы (1) при $\vartheta = \pi/2$ автоматически выполняется: $E_r = 0$, H_φ параллельна поверхности торца.

В дальнейших формулах удобно перейти к безразмерным переменным: $\bar{r} = kr$

4. Уравнение движения электронов

Используя особенности конструкции сферотрона положим, что в области прохождения электронного потока $\vartheta \approx 0$. При этом $E_\vartheta \approx 0$ и $H_\vartheta \approx 0$. Релятивистское уравнение движения электронов в таком приближении имеет вид:

$$\frac{d\beta_i}{d\theta} = -(1-\beta_i^2)^{-3/2} (E_r + E_r^{n3}) \quad (3)$$

$$\frac{d\bar{r}_i}{d\theta} = \beta_i, \quad i = \overline{0, N-1}$$

Здесь i — номер фазовой траектории электрона, N — число принятых в расчете фазовых траекторий; в поисковых расчетах $N = 64$, при уточнении результата $N = 200$. $\beta_i = v_i/c$; v_i — скорость электрона в направлении — r ; $\theta = \omega t$;

$$E_r = A_1 \cos \theta \left(\frac{\cos \bar{r}_i}{(\bar{r}_i)^2} - \frac{\sin \bar{r}_i}{(\bar{r}_i)^3} \right),$$

где $A_1 = \frac{e}{m_0 \omega c} E_m$; e, m_0 — соответственно заряд и масса покоя электрона.

Напряженность поля пространственного заряда, создаваемого сферическими по сечению пучка заряженными крупными частицами i, j выражается как [5]

$$E_r^{n3} = \frac{e I_0}{m_0 c^2 \alpha} W^0 \cdot \frac{1}{N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{N-1} \left[\frac{\bar{b}}{\bar{r}_j} \frac{\bar{a} - \bar{r}_j}{\bar{a} - \bar{b}} \Phi \left(\begin{matrix} 0, \bar{r}_i < \bar{r}_j \\ 1, \bar{r}_i > \bar{r}_j \end{matrix} \right) \right], \text{ где } \bar{a} = ka, \bar{b} = kb;$$

α — отношение площади сферического сечения пучка на входе к площади сферы $4\pi a$; в расчетах $\alpha = 0,01$, i — номер данной крупной частицы, j — номер частицы-источника.

Начальные условия к системе уравнений (3) задаются следующим образом:

$$\beta_i(0) = -\beta_0, \quad \bar{r}_i(0) = \bar{a}; \quad \theta|_0 = 2\pi i/N \quad (4)$$

Конец расчета траектории проводится по условию $\bar{r}_i = \bar{b}$.

КПД взаимодействия определяется по потери энергии электронным потоком:

$$\eta_e(\bar{b}) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\gamma_i(\bar{b}) - \gamma_0}{1 - \gamma_0} \quad (5)$$

$$\gamma_i(\bar{b}) = (1 - \beta_i^2(\bar{b}))^{-1/2}, \quad \gamma_0 = (1 - \beta_0^2)^{-1/2}$$

5. Результаты расчета и оптимизации

В результате расчета сферотрона найдены три варианта с одинаковым значением $\bar{b} = 2,7437$.

Вариант 1: $\bar{a} = 12,4859$ (мода E_{310} резонатора).

Зона генерации этого варианта в координатах β_0 , A приведена на рисунке 2. Как следует из рисунка, максимальный $\eta_e = 0,28$ и находится в области $\beta_0 \sim 0,45$, $A \sim 4,25$. Зона генерации весьма широкая по A и β_0 , это говорит о некритичности режима генерации.

Вариант 2: $\bar{a} = 9,3166$ (мода E_{210} резонатора).

Зона генерации этого варианта показана на рисунке 3. Максимальный $\eta_e = 0,33$, т.е. несколько выше, чем в варианте 1. Это значение достигается в районе $A \sim 4$, $\beta_0 \sim 0,405$. Зона также достаточно широкая по A и β_0 .

Вариант 3: $\bar{a} = 6,1168$ (мода E_{110} резонатора).

Зона генерации этого варианта изображена на рисунке 4. Здесь КПД достигает значения $\eta_e = 0,35$ при $\beta_0 \sim 0,402$, $A \sim 3,5$. Зона, как и в предыдущих вариантах весьма широка.

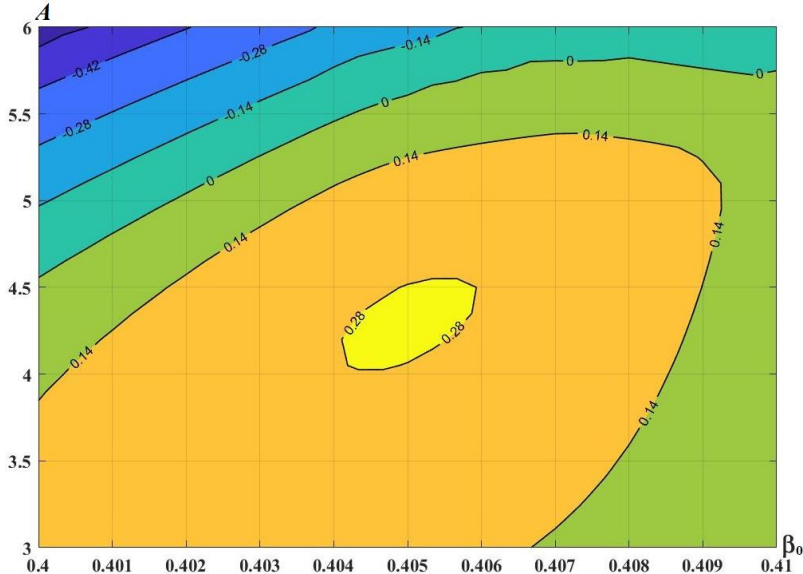


Рис. 2. Зоны генерации по КПД варианта 1 в координатах β_0 , A .

Fig. 2. Efficiency generation zones of option 1 for coordinates β_0 , A

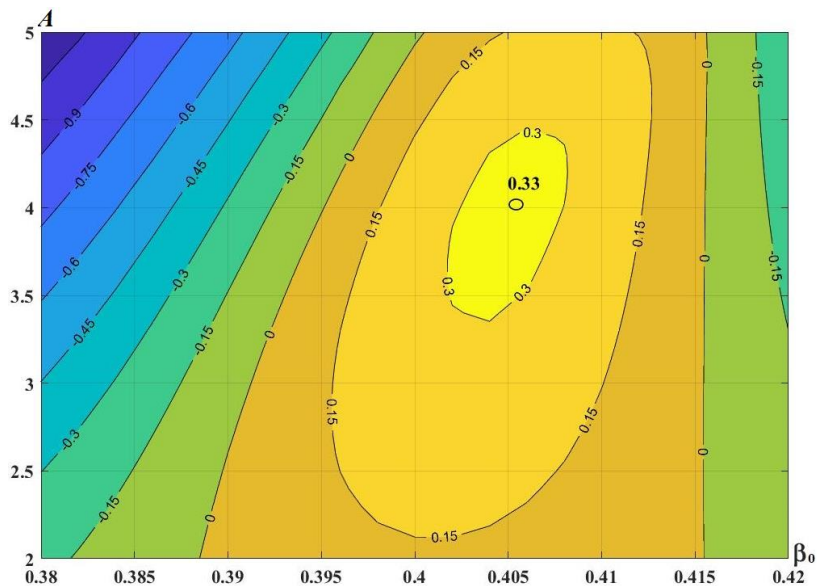


Рис. 3. Зоны генерации с различными КПД варианта 2 в координатах β_0 , A .

Fig. 3. Efficiency generation zones of option 2 for coordinates β_0 , A

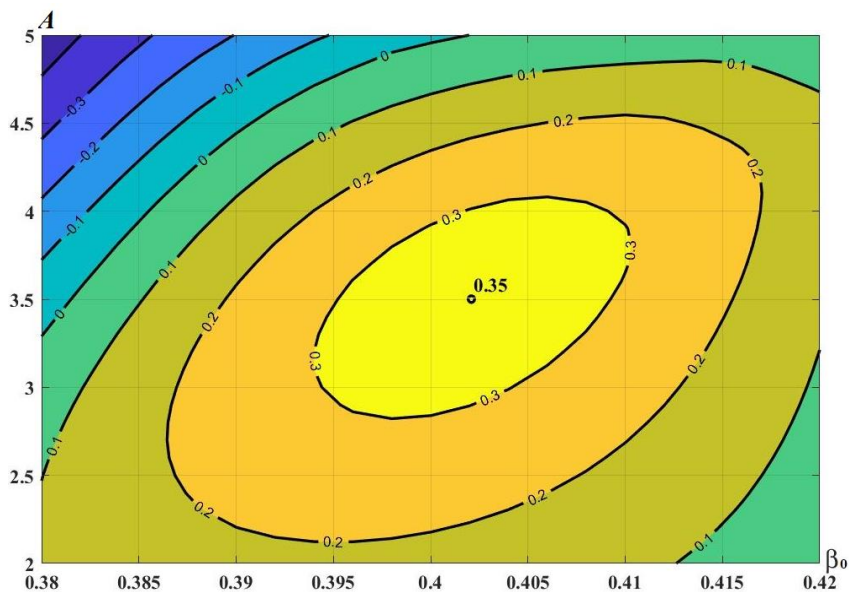


Рис. 4. Зоны генерации с различными КПД варианта 3 в координатах β_0 , A .

Fig. 4. Efficiency generation zones of option 3 for coordinates β_0 , A

Важным представляется вопрос о режиме возбуждения генератора: мягкий или жесткий? Как показано в [4] ответ на этот вопрос дает исследование зависимости $\frac{A^2}{\eta_e(A)}$ от A . Дело в том, что рабочий ток при заданной нагруженной добротности Q пропорционален $\frac{A^2}{\eta_e Q}$. Поэтому в мягком режиме возбуждения $\frac{A^2}{\eta_e(A)}$ должна монотонно возрастать с ростом амплитуды поля, что соответствует росту рабочего тока вместе с A .

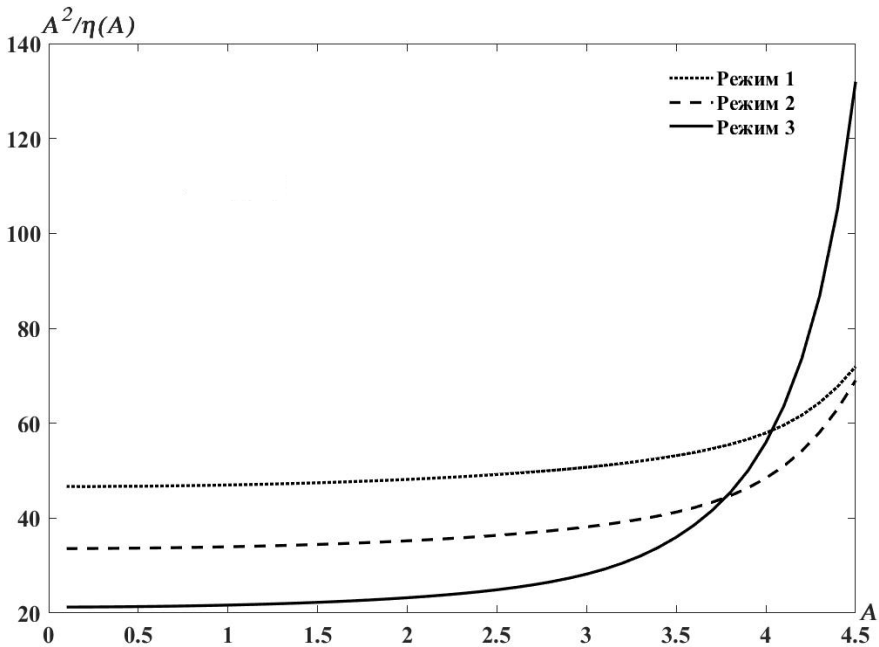


Рис. 5. Характеристики режимов возбуждения вариантов сферотронов: точечная линия $\cdots$ вариант 1, штриховая линия $---$ вариант 2, сплошная линия $—$ вариант 3.

Fig. 5. Excitation mode characteristics of spherotron variants: dotted line $\cdots$ option 1, dashed line $---$ option 2, solid line $—$ option 3

Как следует из рисунка 5, зависимости $\frac{A^2}{\eta_e(A)}$ от A для всех трех вариантов монотонно возрастающие (производная всех кривых положитель-

на). Таким образом, режим возбуждения во всех трех вариантах мягкий, рабочий ток превышает пусковой. Поскольку пусковой ток пропорциона-

лен $\frac{A^2}{\eta_e(A)}$ при $A \rightarrow 0$, то при одинаковой нагруженной добротности резонатора [4] пусковой ток первого варианта превосходит ток третьего варианта более чем в два раза.

Большой интерес представляет также зависимости эффективности (η_e) рассмотренных вариантов от величины тока пучка. Такие зависимости приведены на рисунке 6. Как следует из приведенных на рисунке 6 данных, наименьшую зависимость от I_0 имеет вариант 3: даже при $I_0 = 20$ кА его η_e остается на уровне 0,3. Заметим, что черенковские релятивистские генераторы утрачивают эффективность уже при $I_0 = 3\text{—}4$ кА [5]. Дело в том, что в этих приборах при больших токах пространственный заряд разрушает фазовую группировку, в сферотроне же при несинхронном взаимодействии эта группировка не играет определяющей роли, существенна роль квадратичных сил.

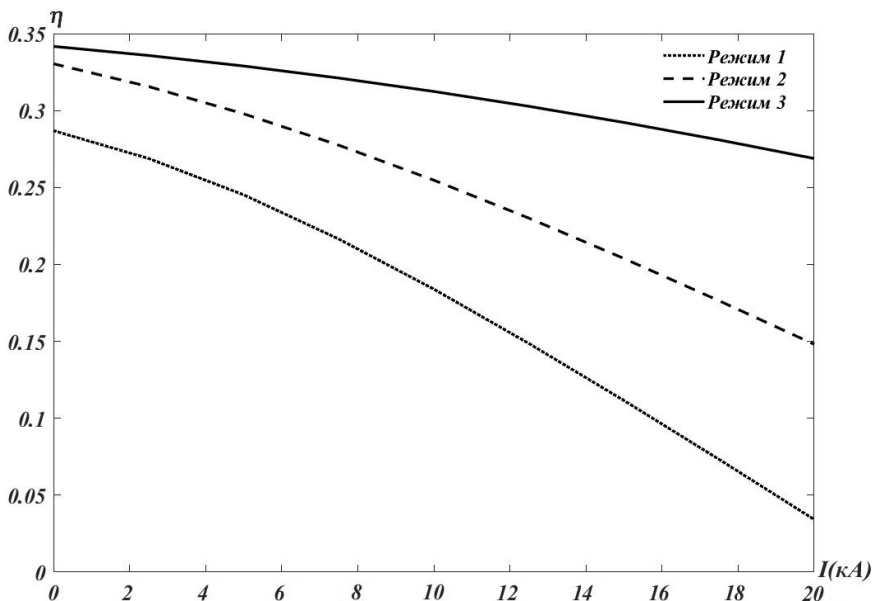


Рис. 6. Зависимости η_e от тока пучка I_0 для вариантов сферотронов:
 точечная линия $\cdots$ вариант 1, штриховая линия $---$ вариант 2, сплошная линия $—$ вариант 3.

Fig. 6. Dependences of η_e on the beam current I_0 for spherotron variants:
 dotted line $\cdots$ option 1, dashed line $---$ option 2, solid line $—$ option 3

Вариант 1 наиболее чувствителен к величине I_0 . Однако он отличается наибольшей шириной электронного зазора (порядка $1,5\lambda$), что дает преимущество в КВЧ диапазоне.

Заметим, что в статье рассмотрены лишь частные варианты сферотрона (с одинаковым $\bar{b}$). Резонансных значений $\bar{b}$ и $\bar{a}$, как следует из (2), бесконечно много. Возможно, другие комбинации $\bar{b}$ и $\bar{a}$ дадут более привлекательные результаты как по η_e , так и по размеру $\bar{a} - \bar{b}$.

6. Заключение

Приведенные данные расчета выходных характеристик сферотрона указывают на несомненную перспективность этого прибора. Так, релятивистские сильноточные черенковские генераторы имеют электронный КПД в пределах 8...22% [6]. КПД сферотрона достигает 35% при килоамперных уровнях тока. При этом его конструкция несравненно проще релятивистской ЛОВ и не требует магнитной фокусирующей системы.

В то же время сферотрон перспективен в КВЧ диапазоне: длина зазора резонатора достигает 1,5 длин волн, в отличие от малых долей длины волны в приборах О-типа.

Список литературы

1. Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику. М. : ГИТТЛ, 1957. С. 513.
2. Шевчик В. Н. Основы электроники сверхвысоких частот. М. : Сов. радио, 1959. С. 96.
3. Кравченко В. Ф., Кураев А. А., Синицын А. К. Несинхронные взаимодействия // Успехи физических наук. 2007. Т. 177, № 5. С. 511—534.
4. Кураев А. А., Синицын А. К. Коаксиальный диодный генератор-диотрон // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, № 2. С. 214—219.
5. Батыгин В. В., Топтыгин И. Н. Сборник задач по электродинамике. М. : ГИФМЛ, 1962. С. 480.
6. Канавец В. И., Сандалов А. Н. Релятивистские генераторы и усилители СВЧ-излучения // В кн. : Итоги науки и техники ВИНТИ. М. : «Электроника» 1985. № 17. С. 82—168.

References

- [1] V. I. Kalinin and G. M. Gershteyn, *Vvedeniye v radiofiziku* [Introduction to radiophysics]. Moscow : GITTL, 1957. (In Russ.).
- [2] V. N. Shevchik, *Osnovy elektroniki sverkhvysokikh chastot* [Fundamentals of ultra-high frequency electronics]. Moscow : Sovetskoye radio, 1959. (In Russ.).
- [3] V. F. Kravchenko et al. "Nesinkhronnyye vzaimodeystviya [Non-synchronous interactions]," *Advances in Physical Sciences*, vol. 177. no. 5, pp. 511–534, 2007. (In Russ.).
- [4] A. A. Kurayev and A. K. Sinitsyn, "Koaksial'nyy diodnyy generator-diotron [Coaxial diode generator-diotron]," *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 42, no. 2, pp.214–219, 1997. (In Russ.).

- [5] V. V. Batygin and I. N. Toptygin, *Sbornik zadach po elektrodinamike* [Collection of problems in electrodynamics]. Moscow: GIFML. 1962. (In Russ.).
- [6] V. I. Kanavets and A. N. Sandalov, “*Relyativistskiye generatory i usiliteli SVCH-izlucheniya* [Relativistic Generators and Microwave Amplifiers],” Moscow: Elektronika, no. 17, pp.82–168, 1985. (In Russ.).

Информация об авторах

Кураев Александр Александрович, доктор физико-математических наук, почетный профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Беларусь.

Матвееенко Владимир Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Беларусь.

Information about the authors

Alexander A. Kuraev, Dr. Sci. (Phys.-Math), honorary professor of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus.

Vladimir V. Matveyenka, Candidate (Phys.-Math), associate professor of the Department of Computational Methods and Programming of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus.