



27-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии Материалы конференции

**10—16 сентября 2017 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 6
8. Прикладные аспекты СВЧ-техники и фотоники

**Москва • Минск • Севастополь
2017**

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 17-07-20555
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи
(РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория,
Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

27-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телеком-
C255 муникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10—16 сентября
2017 г. : материалы конф. в 9 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2017. —
ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9).

Т. 6 : в, 198 [1350—1547] с. : ил. — ISBN 978-966-335-439-2.

В 6-й том включены материалы 30 докладов, которые были представлены на секци-
онных заседаниях по направлению 8. Прикладные аспекты СВЧ-техники и фотоники.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и те-
лекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам
телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-439-2 (т. 6)

© Оргкомитет КрыМиКо'2017
© КНТЦ им. Попова, 2017

Том 6

СЕКЦИЯ 8/1: ГОМОДИННЫЕ И АВТОДИННЫЕ СИСТЕМЫ

8.1	ANALYSIS OF OPERATION OF RFID POSITIONING SYSTEM THAT USES CIRCULARLY POLARIZED MICROWAVE Shirokov I. B., Ablyakimov I. S.	1350
8.2	ИЗМЕРЕНИЕ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ДОПЛЕРОВСКИМ СВЧ ДАТЧИКОМ Хаблов Д. В.	1359
8.3	ИССЛЕДОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ И ИХ СОПОСТАВЛЕНИЕ С РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ ИЗМЕРЕНИЯМИ НА СВЧ Бомбизов А. А., Артищев С. А., Лошилов А. Г., Малютин Н. Д.	1366
8.4	МИКРОВОЛНОВЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ С МАЛЫМ ШАГОМ СЕТКИ ЧАСТОТ Широков И. Б., Сердюк И. В.	1375
8.5	ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОДИННЫХ ПРИЁМОПЕРЕДАТЧИКОВ Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П.	1382
8.6	ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ АВТОДИННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ВНЕШНЕМ ДЕТЕКТИРОВАНИИ Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П.	1389
8.7p	МЕТОДИКА ИНЖЕНЕРНОГО РАСЧЁТА АВТОДИНОВ НА ДИОДАХ ГАННА Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П.	1396
8.8p	АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ УВЕЛИЧЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДАТЧИКА ВЛАЖНОСТИ ПРИ ПОМОЩИ СЛОИСТЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СТРУКТУР Кузнецова И. Е., Кузнецова А. С.	1403
8.9p	ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТУРБУЛЕНТНОСТИ АТМОСФЕРЫ В ТРЕХМЕРНОМ МАССИВЕ ДАННЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Гусев А. В., Никитин Д. А., Прозоров А. М.	1408
8.11p	АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК ДВИЖЕНИЯ БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ Широков И. Б., Азаров А. А., Кузьмин А. С., Шевченко К. Д.	1412

СЕКЦИЯ 8/2: ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ И МЕДИЦИНЕ

8.12	УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ БРОНХИАЛЬНОЙ АСТМЫ НА ОСНОВЕ МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ Семерник И. В., Семерник О. Е., Демьяненко А. В., Топалов Ф. С., Лебеденко А. А.	1419
8.13	ИЗМЕРЕНИЕ МАССЫ НЕФТЕПРОДУКТОВ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ В РЕЗЕРВУАРАХ С ПРИМЕНЕНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО МЕТОДА Совлуков А. С., Терешин В. И.	1424
8.14	INVESTIGATION OF PROCESSING OF DENSE OILY SLUDGE USING MICROWAVE ENERGY Vedenkin D. A., Sedelnikov Y. E.	*
8.15	РЕЗУЛЬТАТЫ НАЧАЛЬНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ПО ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОМУ СВЧ ПИРОЛИЗУ ТОРФА Крапивницкая Т. О., Богдашов А. А., Глявин М. Ю., Ворожцов Д. Л., Калынов Ю. К., Кузиков С. В., Песков Н. Ю., Семеныхева Л. Л.	1431

8.16	ТЕРАГЕРЦОВАЯ СИСТЕМА ДВУМЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ МАТЕРИАЛОВ Бадьин А. В., Бердюгин А. И., Выговский В. Ю.	*
8.17	ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ И ИМУЛЬСНОГО ТОКА НА ПЛАСТИЧЕСКУЮ ДЕФОРМАЦИЮ ОБРАЗЦА Стащенко В. И., Троицкий О. А.	*
8.18p	ПЛАСТЧЕСКАЯ ДЕФОРМАЦИЯ НЕРЖАВЕЮЩЕЙ СТАЛИ ПРИ ДЕЙСТВИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ И ИМПУЛЬСОВ ТОКА Троицкий О. А., Стащенко В. И., Хрущов М. М.	*
8.19p	ИЗМЕНЕНИЕ ТЕРМОХИМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НАНОПОРОШКОВ МЕТАЛЛОВ ПОСЛЕ СВЧ-ОБЛУЧЕНИЯ Мостовщиков А. В., Ильин А. П., Чумерин П. Ю., Юшков Ю. Г.	1438
8.20p	СФОКУСИРОВАННАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ СИСТЕМА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ Веденькин Д. А., Седелников Ю. Е.	*
8.21p	ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ СВЧ-МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ТОНКИХ СЛОЕВ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННОГО СЫРЬЯ Полевик Н. Д., Панферов С. Ю.	1446
8.22p	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА БЛИЖНЕПОЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО СВЧ ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ В МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ Гайкович К. П., Смирнов А. И., Янин Д. В.	1452
8.23p	МИКРОВОЛНЫ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ ПРОТИВ САРАНЧИ И ДРУГИХ ВРЕДНЫХ ЖИВОТНЫХ Запечалов В. Е.	1459
8.24p	АКУСТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ БАКТЕРИАЛЬНЫХ КЛЕТОК Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Гулий О. И., Теплых А. А.	1466
8.25p	ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ ЛИНЕЙНЫХ УСКОРЕНИЙ Лысенко И. Е., Ежова О. А.	1473

СЕКЦИЯ 8/3: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8.26	ОПТИМИЗАЦИЯ АРХИТЕКТУРЫ ГЕТЕРОДИННОГО РАДИОФОТОННОГО ПРИЕМНОГО КАНАЛА Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М., Прохоров Д. А., Черепенин В. А.	*
8.27	ПЛАЗМОННЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ДИФРАКЦИОННЫЕ РЕШЕТКИ ОПТИЧЕСКОГО И ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА Головачева Е. В., Грибникова Е. И., Иванова И. Н., Лерер А. М., Приходько Г. И., Ячменов А. А.	1480
8.28	ИЗМЕРЕНИЕ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ МНОЖЕСТВА МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДВУХЧАСТОТНОГО РАСЩЕПЛЕНИЯ Иванов А. А., Морозов О. Г., Бурдин В. А., Дашков М. В.	1487
8.29	ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ДИАГРАММО- ОБРАЗУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА В САПР AWR DESIGN ENVIRONMENT Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	1494

8.30	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИФОТОННЫХ КОМПОНЕНТОВ НА ОСНОВЕ 0,25 МКМ SiGe БИКОП ТЕХНОЛОГИИ Конкин Д. А. *	
8.31	ИЗМЕРЕНИЕ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА АДДИТИВНОГО ЧАСТОТНОГО СМЕЩЕНИЯ Иванов А. А., Морозов О. Г., Сахабутдинов А. Ж., Денисенко П. Е.	1502
8.32p	ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ВИДИМОСТИ ПО ЦИФРОВЫМ ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В., Тумко В. В.	1509
8.33p	СИСТЕМА БЛОКИРОВКИ КАНАЛОВ СВЯЗИ РАДИОУПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ Василевский И. Н., Поляков В. А., Яновский А. В., Антипин Е. А., Ракитянский Ф. А., Дементенко С. А., Дудник К. В.	1516
8.34p	МОДУЛЬ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА Василевский И. Н., Поляков В. А., Бритков А. В., Бородина Г. Н., Яновский А. В., Антипин Е. А.	1522
8.35p	ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ НОВОЙ ПОСАДОЧНОЙ РАДИОМАЯЧНОЙ ГРУППЫ ДЛЯ РАДИОМАЯЧНОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ Ершов Г. А., Мясников С. А., Сеницын Е. А., Фридман Л. Б.	1526
8.36p	МНОГОДИАПАЗОННЫЙ МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОТРАБОТКИ И ИСПЫТАНИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВИАЦИОННОГО БАЗИРОВАНИЯ Кудрявцева Т. А., Лепёхина Т. А., Николаев В. И.	1531
8.37p	АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИМИТАЦИИ И ЗАПИСИ СИГНАЛОВ СУЩЕСТВУЮЩИХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ Алексеев С. Б., Лепёхина Т. А., Николаев В. И., Тарасенко А. М.	1536
8.38p	ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОФОТОННОГО УДВОИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ Бирюков В. В., Грачев В. А., Лобин С. Г., Палачев М. А., Раевский А. С.	1541
*	Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2017 г.	

Analysis of Operation of RFID Positioning System that Uses Circularly Polarized Microwave

Igor B. Shirokov, Ilyas S. Ablyakimov
 Sevastopol State University
 Sevastopol, 299053, Russian Federation
 shirokov@ieee.org

Abstract: *The operation problems of homodyne system for radio frequency identification and localization are discussed. The presence of microwave reflectivity of the body, the tag is placed onto, disturbs the operation of homodyne system in a part of tag localization. Circularly polarized microwave is proposed to decrease the influence of the reflected signal. In the paper the influence of polarization axial ratio of microwave antenna of reader on the suppression of reflected microwave is evaluated.*

Keywords: *RFID, positioning system, homodyne method, phase measurement.*

1. Introduction

The Radio-frequency Identification (RFID) technology is very popular at the present [1, 2]. It widely finds application in industry, medicine, transport etc. The significant advantage of the RFID system is the non-contact nature of the technology. RFID tags can be read through a variety of substances such as snow, fog, ice, paint, crusted grime, and other visually and environmentally challenging conditions, where barcodes or other optically read technologies would be useless.

Most existing RFID systems give only possibility to identify the presence of a tag in the system's operating zone. However, in many cases, it is not enough and it is necessary to determine the location of the tag in the operation zone [3]. It is widely demanded in hospitals to track patients [4], for technological control in industry, in robotics and automated systems, to track people and objects, etc. Also the real operating conditions assume the presence in operation area of several tags and all of them should be controlled simultaneously with a minimum of resources used.

All tasks mentioned above can be solved by using RFID systems based on homodyne methods. This approach is described in several papers [5, 6]. The homodyne methods are not commonly used in RFID systems, but they have significant advantages such as high accuracy of object positioning and possibil-

ity of simultaneous operation of several tags. In addition homodyne RFID systems are simple and reliable.

However, the operation of homodyne system has some features that, in some conditions, can decrease the efficiency of entire RFID system. This problem is discussed in present paper.

2. Operation of the homodyne RFID system

The operation of homodyne multitag RFID system assumes the transmitting by the reader of continuous microwave signal in the direction of possible transponders placing.

Further, for understanding of the system operation, the presence only one transponder will be considered.

The signal, transmitted by the reader, is described, as

$$u_1(t) = U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

where U_1 is the amplitude, ω_0 is the frequency and φ_0 is the initial phase of microwave oscillations.

So, microwave signal is received by the transponders. Then each transponder transforms the received microwave signal by shifting its frequency and phase on a small value and then it retransmits the transformed microwave signal back to the direction of reader.

The transponder, in turn, is mounted onto a body, a car for example. This body has certain cross-section. Also another metal objects may be in system's operation zone.

Therefore, it is obvious, the microwave signal is reflected from the bodies, and the signals, reflected from the bodies, are received by the reader together with the signal from the transponder.

The signal from the transponder that is received by reader can be described as

$$u_2(t) = U_2 \sin[(\omega_0 + \Omega_1)t + \varphi_0 + 2kd_1 + \varphi_1], \quad (2)$$

where U_2 is the amplitude, Ω_1 and φ_1 is the frequency and phase shift caused by the transponder, $2kd_1$ characterizes the phase shift, appeared due to twice microwave propagation.

The phase of signal (2) contains the information about the distance to transponder. The received microwave signal is mixed with original one to extract the information concerning the distance.

In paper [7] the influence of signal, reflected from the body, on the system's distance measurement error is discussed. It was found the initial phase of the useful signal is distorted by the reflected microwave signal that results in an error in distance determination. Since the accuracy of distance measurement depends on the power of the distorting signal, the error of phase measurement was evaluated. The relationship of phase shift $\Delta\phi$ versus cross-section σ_{eff} of the metal body is shown in Fig. 1.

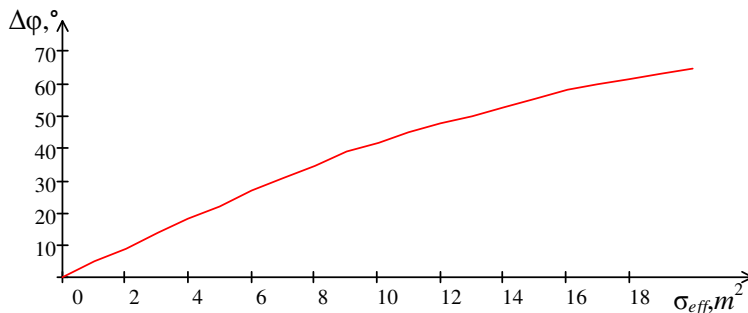


Fig. 1. The phase difference error versus body cross-section.

As it can be seen from Fig.1, the slope of the curve gradually reduces with the increasing of body's cross-section. Evidently the higher power of reflected signal is obtained the greater error in distance measurement is observed.

In paper [8, 9] it is proposed to use the circular polarized microwave antenna in the reader and the linear polarized microwave antenna in the transponder. The principle of suppression of the reflected from the body microwave signal is shown in Fig. 2.

The reader's antenna emits the circularly polarized electromagnetic wave in a direction of transponders placing (circular arrow in red of large magnitude).

The direction of polarization plane rotation of microwave does not matter. This circularly polarized electromagnetic wave falls onto the body (circular arrow in red of small magnitude), and one of its orthogonal components is received by the linear polarized microwave antenna of transponder.

The signal, received by the transponder antenna is damped on 3 dB due to the polarization mismatch. This signal is transformed on frequency and phase with described above manner. Further, this frequency-transformed signal is amplified and re-radiated by transponder's antenna (arrow in blue of large magnitude).

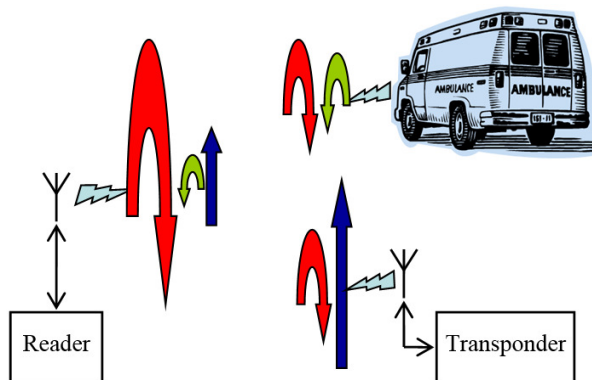


Fig. 2. Parasitic signal suppression principle

In spite of evident shortcoming we obtain evident advantage in system operation. The antenna of transponder can be placed arbitrary with respect to reader antenna for receiving of horizontally or vertically polarized electromagnetic wave. This feature will be especially real when the positioning of indoor of moving objects is intended for implementation.

Further, circularly polarized electromagnetic wave is reflected from body cross-section (circular arrow in green of large magnitude). The reflected signal at the point of receiving of reader antenna is described by similar equation (2) (but without the frequency shift) and it has no amplitude damping in 3 dB due to polarization mismatch. However, this electromagnetic wave has contrary direction of polarization plane rotation due to the reflection of microwave from perfectly conducting surface of body. This electromagnetic wave with contrary direction of polarization plane rotation is effectively suppressed in reader antenna (circular arrow in green of small magnitude). By the corresponding design the attenuation of unwanted wave can reach -30 dB and better.

At the same time, the linear polarized useful signal from the transponder is effectively received by circular polarized reader antenna without any 3 dB attenuation (arrow in blue of small magnitude). There is no any extraordinary matter in this case; backward polarization mismatch does not lead to signal damping.

We must understand the wave suppression takes place for all of reflected waves except for wave, which is received, modulated, amplified and reradiated by antenna of transponder of linear polarization. The presence of other reflected bodies of object under identification and positioning as well as presence of all reflected surface in a system operation range does not matter. All unwanted waves will be suppressed and they will not disturb the RFID system operation.

However, microwaves with circular polarization exist only theoretically, the real microwaves have the elliptical polarization with various axial ratios. It is interesting to analyse the impact of axial ratio on suppression of reflected signal. There are many reasons that cause the degradation of circular polarization of microwave to elliptical one. These reasons are caused by the existing microwave propagation conditions, and the most important of which is the parameters of reflecting surface of the body. However, we will not analyse these reasons this time.

Another reason that causes the decreasing of unwanted microwave suppression is reader's antenna. Its non-ideal circular polarization (axial ratio is not equal to 1) affects the suppression of unwanted signal by similar manner. We will analyse this influence and we will evaluate the errors in phase measurements (similar one shown in fig.1), that caused by the degradation of axial ratio of circular polarized microwave antenna of the reader.

3. Analysis of system operation

The axial ratio of circular polarized microwave antenna is a complex parameter which is difficult evaluated analytically. Rather the experimental investigations give the wanted result in determination of the axial ratio.

From the other hand, it is commonly known that necessary and sufficient conditions for obtaining of the ideal circularly polarized microwave are following:

- 1) The field must have two orthogonal linear components;
- 2) These two components must have the same magnitude;
- 3) These two components must have 90° phase difference.

In accordance with these conditions, for simplifying the analysis, let's assume that the microwave with the circular polarization is emitted (is received) by the reader's antenna, and antenna consists of two orthogonally placed vibrators, which are fed via the quadrature hybrid coupler. The coupler provides the equality of components' magnitudes and their mutual phase shift in 90° . By the way such approach is widely used in practice for circular polarization obtaining.

Moreover, we can consider this antenna also receives a reflected elliptically polarized microwave. To a certain point, this model is suitable for analysis of any receiving antenna with circular polarization. Using this simplified model, we can analyse the suppression of the reflected unwanted microwave signal.

For this purpose the following model was created in AWR (see Fig. 3). The inputs 3 and 4 of hybrid coupler are fed by two "source" ports that simulate the signals from the vibrators. The power of the port 3 is swept from -20 dBm

to 0 dBm, while signal from port 4 has constant power in 0 dBm. The mutual phase of sources can also be changed. Such approach gives us the possibility of simulating the variable axial ratio of the circular polarized microwave.

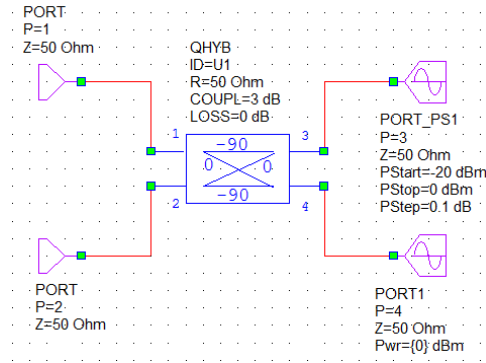


Fig. 3. The model for simulation

The microwave signals from ports 3 and 4 come into the passive ports 1 and 2. Port 1 is an equivalent of the channel that is used for receiving of useful signal from transponder, while port 2 simulates the matched load for reflected from the body microwave signal; it performs the absorption of microwave power.

It is necessary to understand how the suppression of reflected from the body microwave signal is provided. When these signals are fed to ports 3 and 4 of the quadrature hybrid coupler, these microwave signals are in quadrature and with equal amplitudes, then these signals are added in counterphase in the port 1 and these signals are mutually excluded.

Whereas, these signals are in phase in port 2. So that, the power of the reflected from the body microwave signal is absorbed by the matched load. This condition is satisfied when the antenna receives a circularly polarized microwave only.

In order to evaluate the suppression of the reflected from the body signal, the suppression coefficient k should be defined as a new parameter. The parameter k represents the power ratio of the signal fed to the port 1 to the whole power fed to the coupler.

The value of suppression coefficient k versus the signal's power in the port 3 for five different mutual phase shifts between input signals is shown in Fig. 4.

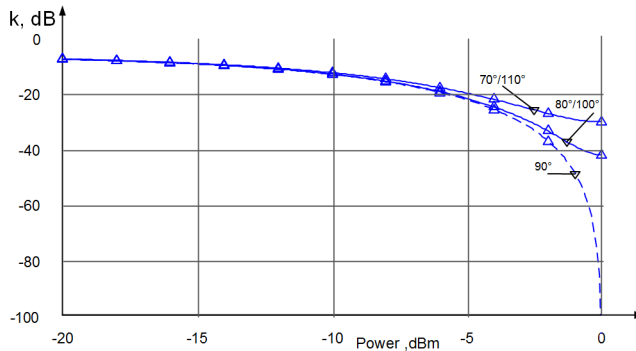


Fig. 4. Suppression k versus power in the port 3

It is seen from the graph above, the best suppression is provided when power levels in port 3 and port 4 are equal, and that corresponds to pure circular polarization of microwave with axial ratio in 0 dB.

In addition, we should notice that the more phase deviation from 90° the worse suppression takes place. In particular, for deviation in 20° the suppression is -30 dB only.

It is important to understand that the ideal hybrid coupler is used in this model; therefore the real device will not provide such efficient suppression.

Obviously not only the amplitude of the components is essential, but also the mutual phase shift is of interest. The suppression value for various phases is shown in Fig. 5. The power levels of sources are equal in this case.

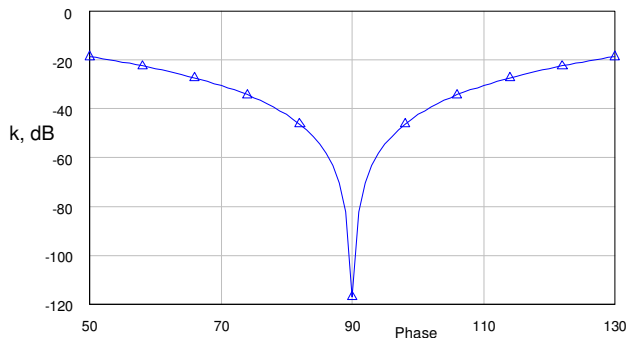


Fig. 5. Suppression k versus mutual phase of the sources

The influence of phase shift between input signals on the suppression of parasitic microwave is shown in previous Fig. 4 also in a form of different curves.

4. Conclusion

The analysis shows the most effective suppression is provided when the reader transmits and receives a microwave signal with circular polarization.

However, parameters of reflecting body are very important also because the axial ratio of reflected microwave depends on surface condition of reflected body.

Whereas, even using elliptically polarized microwave with axial ratio not close to 0 dB such approach provides some suppression of the reflected signal.

The approach is supported by patent of Russian Federation.

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] Preradovic S., Karmakar N.C., "R.F.I.D. Chipless: bar code of the future," IEEE Microwave Magazine; December 2010, pp. 87–97.
- [2] Lakafosis V., Rida A., Vyas R., Yang L., Nikolaou S., Tentzeris M.M., "Progress towards the first wireless sensor networks consisting of inkjet-printed, paper-based RFID-enabled sensor tags," Proceedings of IEEE, 98 (9) September 2010, pp. 1601–1609.
- [3] Sanpechuda T., Kovavisaruch L., "A review of RFID localization: Applications and techniques," Proc. 5th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. ECTI-CON 2008, Volume: 2, May 2008, pp. 769-772.
- [4] Shirokov I. B., "Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals," in book Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking: Communications in Computer and Information Science, 309, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2012, 107 p. / pp. 80–91.
- [5] Shirokov I. B., "The Multitag Microwave RFID System," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362-1369.
- [6] Shirokov I. B., "The Multitag Microwave RFID System with Extended Operation Range," in book Chipless and Conventional Radio Frequency Identification: Systems for Ubiquitous Tagging, IGI Global, 2012, 344 p. / pp. 197-217.
- [7] Shirokov I. B., Skorik I. V., Ablyakimov I. S., Ustimenko E.A. "The Influence of Cross-Section of Body with Tag on Operation of Homodyne System of RFID and Localization,"

IEEE Proc. Int. Conf. Wireless in Space and Extreme Environments (WISEE'2016), Aachen, Germany, 26-29 September 2016, pp. 173-177.

[8] Shirokov I. B., Gimpilevich Yu. B., "The Increasing of Positioning Accuracy of Microwave RFID System," IEEE Proc. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2015), Jinling Hotel, Nanjing, China, Dec. 6-9, 2015, pp. 1-3.

[9] Shirokov I. B., "The method of increasing of range-of-action and accuracy-of-distance-measurement of system of RFID and positioning," Patent # 2594345, Russian Federation. IPC G01R 29/08 (2006.01), G01S 13/00 (2006.01), G01S 13/32 (2006.01). Pub. 10.08.2016, B. #22.

Measurement of the ground speed and the drift angle of an aircraft by Doppler microwave sensor

Dmitry V. Khablov

V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
Moscow, 117997, Russian Federation
dkhablov@mail.ru

Abstract: It is considered an original method of measuring the ground speed and drift angle of the aircraft. With the use of symmetric sawtooth frequency modulation, it is possible to improve the accuracy of the measurement by reducing the influence of the antenna pattern and taking into account the vertical component of the speed.

Keywords: Doppler effect, ground speed, drift angle, symmetric sawtooth frequency modulation, cross-correlation function, spectral processing, microwaves.

Измерение путевой скорости и угла сноса летательного аппарата доплеровским СВЧ датчиком

Хаблов Д.В.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова, РАН
г. Москва, Российская Федерация
dkhablov@ipu.ru

Аннотация: Рассматривается оригинальный метод измерения путевой скорости и угла сноса летательного аппарата учитывающей вертикальную составляющую скорости. При использовании симметричной пилообразной частотной модуляции удастся повысить точность измерения за счет снижения влияния диаграммы направленности и учета вертикальной составляющей скорости.

Ключевые слова: эффект Доплера, путевая скорость, угол сноса, симметричная пилообразная частотная модуляция, взаимно-корреляционная функция, спектральная обработка, СВЧ волны.

1. Введение

Для решения ряда навигационных задач, в особенности основной задачи навигации - определения места самолета - необходимо знать его полную скорость W_H (скорость относительно земной поверхности), где проекцией её на горизонтальную плоскость является путевая скорость W .

В настоящее время, применяется способ для измерения скорости и угла сноса летательных аппаратов (ЛА), использующий барометрический принцип действия. Он отличается высокой надежностью и простотой реализации, однако имеет существенные недостатки. Барометрический способ измерения скорости определяет воздушную скорость V и не учитывает скорость и направление воздушного потока U . Путевая скорость W является суммой этих двух векторов с учетом вертикальной скорости, поэтому необходима постоянная коррекция из-за изменений в скорости ветра, температуры, плотности воздуха. Корректировка угла сноса осуществляется передачей данных, по ориентирам на местности или по сигналам спутниковой навигации. Это приводит к невысокой точности, особенно при отсутствии связи, видимости или при пропадании сигналов со спутников. Поэтому для определения путевой скорости W и угла сноса φ применяется радиоволновый способ на основе эффекта Доплера. Это единственный способ, не считая инерционного, который позволяет автономно измерять путевую скорость с учетом угла сноса. Классический принцип действия однолучевого доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса (ДИСС) описывается в [1].

2. Принцип действия двухлучевого доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса (ДИСС)

Более высокую точность показывают многолучевые способы измерения путевой скорости и угла сноса [2]. На Рис.1 показана схема поясняющая принцип действия доплеровского двухлучевого способа измерения путевой скорости и угла сноса. При двухлучевом методе ДИСС, подстилающая поверхность облучается радиоволнами с длиной волны λ_u от двух антенных систем, расположенных по сторонам ЛА и направленных под углами θ и β_0 к его оси в горизонтальной и вертикальной плоскости. Затем отраженные волны принимаются, смешиваются с частью мощности излучаемой волны и выделяются два доплеровских сигнала. Вычисление путевой скорости W и угла сноса φ производится по частотам этих доплеровских сигналов f_{D1} и f_{D2} . При этом не используется поворотное устройство для системы антенн, а путевая скорость W и угол сноса φ находится

из решения системы двух уравнений с двумя неизвестными при предварительном учете величины вертикальной составляющей скорости W_Y :

$$\begin{cases} f_{D1} = 2W \cos \beta_0 \cos(\theta - \varphi) / \lambda_u \pm 2W_Y \cos \beta_0 / \lambda_u \\ f_{D2} = 2W \cos \beta_0 \cos(\varphi - \theta) / \lambda_u \pm 2W_Y \cos \beta_0 / \lambda_u \end{cases} \quad (1)$$

Данный способ позволяет определить путевую скорость с углом сноса и поперечную составляющую скорости с высокой точностью, благодаря

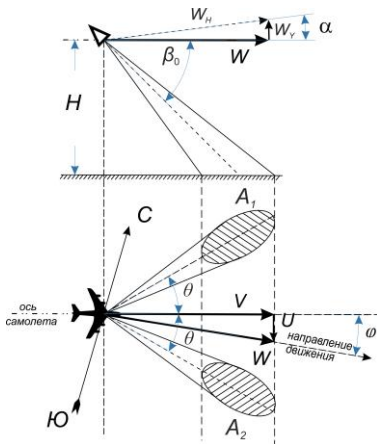


Рис.1. Расположение датчиков при двухлучевом ДИСС.

Fig.1 Arrangement of sensors with two-beam DISS.

высокой чувствительности к изменению доплеровских частот при отклонении оси самолета в горизонтальной плоскости. Положительное влияние на точность также оказывает отказ от использования поворотного устройства. Однако способ не полностью устраняет ошибки от влияния вибрации, нестационарности частоты, свойств отражающей поверхности, не учитывает возможного наличия вертикальной составляющей скорости (при $\alpha \neq 0$). Следует отметить также, что при анализе точности этого способа измерения W , доплеровский сигнал обычно представляют в виде колебания единственной частоты, тогда как фактически принимаемый сигнал содержит целый спектр доплеровских частот, что вносит дополнительные погрешности в работу ДИСС.

3. Применение частотной модуляции для увеличения точности измерения доплеровской частоты в ДИСС

В [3] описан метод, позволяющий повысить точность измерения путевой скорости наземного транспортного средства. Для этого применяется симметричная пилообразная частотная модуляция (СПЧМ), с последующей обработкой сигнала разностной частоты (СРЧ) раздельно на растущем и падающем участке модуляции. Обработка СРЧ заключается в вычислении спектров на этих участках с последующим определением взаимнокорреляционной функции между ними, равной удвоенной частоте.

Этот метод можно использовать для точного определения частоты биений в случае измерения путевой скорости ЛА. Частота излучения в ка-

ждой из антенных систем изменяют по симметричному линейному закону в диапазоне $\Delta f = f_2 - f_1$, где f_1 и f_2 его начальная и конечная частота. Сначала за время первого полупериода модуляции T_M частота растет от f_1 до f_2 , затем за это же время линейно уменьшается от f_2 до f_1 . Отраженная волна возвращается с временной задержкой на распространение до поверхности и обратно. Если предположить, что путевая скорость равна нулю и используется антенная система с идеальной диаграммой направленности (ДНА), то после смешивания с частью излучаемой волны на смесителе, на его выходе образуется сигнал разностной частоты (сигнал биений):

$$f_b = 2\Delta f H / \sin(\beta_0) c T_m \quad (2)$$

где H – высота ЛА. При движении ЛА с путевой скоростью W , частота принимаемой волны уменьшается на растущем участке и увеличивается на падающем участке на величину доплеровского смещения частоты f_D . Как было показано ранее, фактически принимаемый сигнал содержит целый спектр разностных частот. Так, если путевая скорость ЛА W равна нулю, то спектр сигнала биений можно выразить по формуле:

$$S_0(f) = 2\Delta f H c T_m \sum_{i=1}^{i=n} s_i / \sin(\beta_i) \quad (3)$$

где s_i – выборки функции, описывающей реальный спектр разностного сигнала, $i = 1, 2, \dots, n$ – число равномерных выборок функции при изменении $\beta_0 - \Theta/2 \leq \beta_i \leq \beta_0 + \Theta/2$, Θ – ширина ДНА. Спектры выбираются в моменты времени, исключаяющие «зоны обращения». При этом они будут одинаковы на растущем и падающем участке модуляции. При движении вперед, спектр СРЧ первого датчика на растущем участке уменьшается на величину доплеровской частоты $S_{12}(f) = S_0(f) - f_D$, а на падающем участке увеличивается на ту же величину $S_{22}(f) = S_0(f) + f_D$. На рис.2 представлены спектры СРЧ для первого датчика. В нормированном виде взаимно-корреляционная функция между этими спектрами вычисляется по следующей формуле:

$$r_{12}(j) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{n=N-1} S_{12}(n) S_{12}(n+j),$$

где $j=1, 2, \dots, N$ – выборки огибающей кривой спектров. Результат вычисления представлен на Рис.3. Максимум этой функции соответствует удвоенной доплеровской частоте.

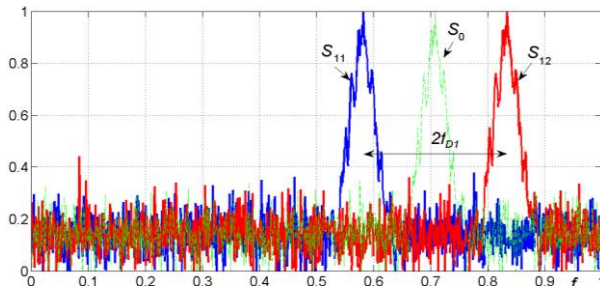


Рис.2. Спектры сигналов разностной частоты для первого датчика
Fig.2. Spectra of difference frequency signals for the first sensor.

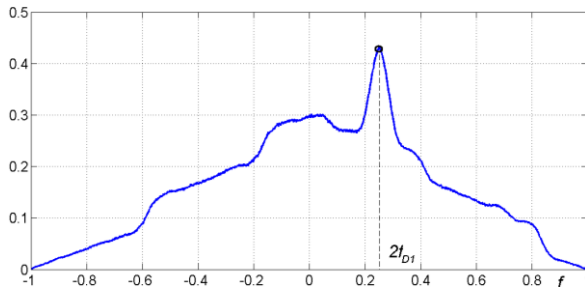


Рис.3. Взаимно-корреляционная функция между спектрами первого датчика.
Fig.3. Cross-correlation function between the spectra of the first sensor.

Аналогично вычисляется доплеровская частота второго датчика. Подобный алгоритм вычисления позволяет определить доплеровскую частоту с большей точностью, чем по максимуму спектра доплеровского сигнала. Во-первых, снижается влияние шума и вибрационных помех, поскольку они одинаково влияют на спектры доплеровского сигнала на растущем и падающем участках. Во-вторых, как отмечено в [4], в доплеровском датчике путевой скорости максимум спектра принципиально не соответствует доплеровской частоте. Корреляционный подход позволяет преодолеть это препятствие и точно измерить доплеровскую частоту по сдвигу, соответствующему максимуму корреляционной функции.

Для более точного определения путевой скорости необходимо определить также и вертикальную составляющую скорости W_Y (см. Рис.1). Метод с СПЧМ позволяет это сделать. Для этого необходимо вычислить частотный сдвиг между суммами спектров S_{11} и S_{12} , сдвинутых по частотной шкале на f_{D1} в сторону увеличения и уменьшения соответственно и вычисленных через промежуток времени dt - $S_0^1(f)$ и $S_0^2(f)$. Это будет со-

ответствовать сдвигу частоты биений или спектра $S_0(f)$, как показано на Рис. 4. Тогда W_Y определится по производной dH/dt и df_b/dt из уравнения (2):

$$W_Y = dH / dt = (df_b / dt) [\sin(\beta_0) c T_m / 2 \Delta f] .$$

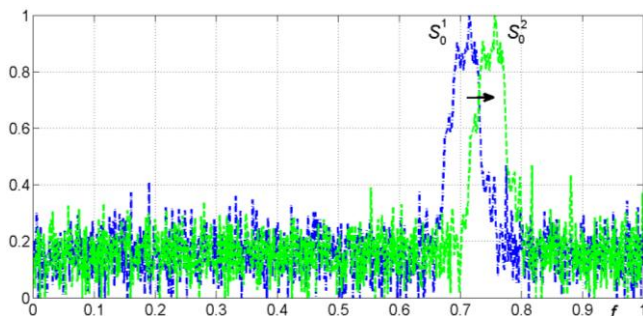


Рис.4 Частотный сдвиг спектра $S_0(f)$ за время dt .
Fig.4 Frequency shift of the spectrum $S_0(f)$ in time dt .

При этом собственно частотный сдвиг спектров вычисляется по максимуму взаимно-корреляционной функции между огибающими кривыми спектров $S_0^1(f)$ и $S_0^2(f)$, подобно представленной на Рис.3.

Таким образом, представленный метод измерения скорости и угла сноса с использованием СПЧМ позволяет существенно повысить точность измерения. Это особенно важно для БПЛА, которые работают, во-первых, на малых высотах, где классические способы дают значительную погрешность, во-вторых, метод допускает низкие требования к направленности антенн, линейности генератора и АЧХ компонентов датчика, что позволяет удешевить устройство и главное - снизить его габариты и вес.

4. Заключение

Применение корреляционного алгоритма обработки сигнала биений в двухлучевом доплеровском датчике с использованием СПЧМ позволяет существенно повысить точность измерения путевой скорости при одновременном вычислении угла сноса ЛА. Процедура позволяет измерить частоту биений и доплеровскую частоту сигнала, сильно искаженного из-за конечной ширины спектра принимаемого сигнала. Такие искажения возникают из-за диаграммы направленности конечной ширины и из-за того, что объект облучения является не точечным, а плоской подстилающей по-

верхностью. Метод позволяет учесть принципиальное несоответствие между доплеровской частотой и максимумом спектра доплеровского сигнала. При его использовании нет необходимости применять генератор с высокой линейностью перестройки частоты, качественных антенн и других дорогостоящих СВЧ компонентов. Поэтому важным достоинством метода является возможность использования дешевых компонентов малого веса и размера, что делает устройство привлекательным для использования в БПЛА. В целом предложенный способ может стать важным дополнением к автономным комплексным навигационным системам, включающим инерционную и спутниковую систему.

Список литературы

- [1] Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радиолокационные и радионавигационные системы. М., Радио и связь, 1994.
- [2] Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др.; Под ред. Казаринова Ю. М. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / М.: Высш. шк., 1990.
- [3] Хаблов Д.В. Доплеровский измеритель путевой скорости повышенной точности / Материалы 26-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2016, Севастополь). Москва; Минск; Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2016. Т.1. С. 2273-2279.
- [4] Ch. Xu, L. Daniel, E. Hoare, V. Sizov, M. Cherniakov " Comparison of Speed over Ground Estimation Using Acoustic and Radar Doppler Sensors", Proceedings of the 11th European Radar Conference 8-10 Oct 2014, Rome, Italy, pp. 189-192.

References

- [1] Bakulev P.A., Sosnovsky A. A. Radar and radio navigation systems. M., Radio and Communication, 1994. (In Russian).
- [2] Grishin Y. P., Ipatov V.P., Kazarinov Y.M. and others; Ed. Kazarinov Y.M. Radio engineering systems: Proc. For universities on spec. "Radio engineering" / M.: Higher. Shk., 1990. (In Russian).
- [3] Khablov D.V. Doppler track velocity sensor with high accuracy / Proceedings of the 26th International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies" (Crimea, Sevastopol). Moscow; Minsk; Sevastopol: Sevastopol State University, 2016. Vol.1. P. 2273-2279.(In Russian).
- [4] Ch. Xu, L. Daniel, E. Hoare, V. Sizov, M. Cherniakov " Comparison of Speed over Ground Estimation Using Acoustic and Radar Doppler Sensors", Proceedings of the 11th European Radar Conference 8-10 Oct 2014, Rome, Italy, pp. 189-192.

Investigation of low-frequency electromagnetic radiation by unmanned aerial vehicles and their comparison with microwave radar measurements

Alexandr A. Bombizov, Sergey A. Artishchev, Anton G. Loschilov,
Nikolay D. Malyutin

*Tomsk State University of Control System and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
ndm@main.tusur.ru*

Abstract: *The results of measurements of electromagnetic radiation (EMR) by unmanned aerial vehicles (UAVs) are given. It is established that the sources of EMR are the UAV engines, the remote control and the UAV radio module. As an EMR sensor, an active ferrite antenna was used. The EMR of a quadrocopter and a single-propeller UAV was investigated. It is shown that the fundamental harmonic of the EMR source is in the range 2-3 kHz, the 2nd and 3rd harmonics are also observed. It is noted that in the range of observed frequencies, bursts of polling pulses of the remote control and the radio module of the quadrocopter appear and register. The measurements are compared with measurements of Doppler frequencies when the quadrocopter is irradiated with a 9 GHz signal. It is shown that the spectra of these signals intersect, but lower frequencies are present in the spectrum of Doppler oscillations.*

Keywords: *Electromagnetic radiation, unmanned aerial vehicles, radiation frequency spectra, Doppler spectra.*

Исследование низкочастотных электромагнитных излучений беспилотными летательными аппаратами и их сопоставление с радиолокационными измерениями на СВЧ

Бомбизов А.А., Артищев С.А., Лошилов А.Г.,
Малютин Н.Д.

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
ndm@main.tusur.ru*

Аннотация: *Приведены результаты измерения электромагнитных излучений (ЭМИ) беспилотными летательными аппаратами (БПЛА). Установлено, что*

источниками ЭМИ являются двигатели БПЛА, пульт дистанционного управления и радиомодуль БПЛА. В качестве датчика ЭМИ применялась активная ферритовая антенна. Принимаемые сигналы усиливались, оцифровывались и записывались для последующего анализа. Исследовались ЭМИ квадрокоптера и одновинтового БПЛА. Показано, что основная гармоника источника ЭМИ находится в диапазоне 2–3 кГц, наблюдаются также 2-я и 3-я гармоники. Отмечено, что в диапазоне наблюдаемых частот появляются и регистрируются пачки импульсов опроса пульта дистанционного управления и радиомодуля квадрокоптера. Проведенные измерения сопоставлены с измерениями доплеровских частот при облучении квадрокоптера сигналом с частотой 9 ГГц. Показано, что спектры этих сигналов пересекаются, но в спектре доплеровских колебаний присутствуют более низкие частоты. Сделан вывод о возможности обнаружения БПЛА по комплексу параметров ЭМИ и рассеянных радиолокационных сигналов.

Ключевые слова: электромагнитные излучения, беспилотные летательные аппараты, спектры частот излучения, доплеровские спектры.

1. Введение

Сложность обнаружения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) связана с их низкой ЭПР [1]. Поэтому ищутся пути идентификации БПЛА в полете и при зависании [2-5]. Например, в работе [1] показана теоретическая возможность обнаружения БПЛА путем сравнения спектров модуляции отраженных радиолокационных и излученных акустических волн от вращающихся винтов. Однако в этих и других работах [6, 7], известных нам, экспериментальных материалов не приводится.

В настоящей работе сообщаются экспериментальные результаты измерения электромагнитных излучений (ЭМИ) беспилотными летательными аппаратами. Результаты проведенных исследований сопоставлены с измерениями доплеровских частот при облучении квадрокоптера сигналом с частотой 9 ГГц в безэховой камере.

2. Схема эксперимента

Схема эксперимента показана на рис. 1, на котором изображены два потенциальных источника ЭМИ: управляемый беспилотный летательный аппарат и пульт дистанционного управления. В качестве первичного преобразователя использовался индукционный датчик (ИД). Для увеличения чувствительности в схеме применялись дифференциальные усилители ДУ1, ДУ2. Результаты измерений записывались в реальном масштабе времени устройством записи сигнала.

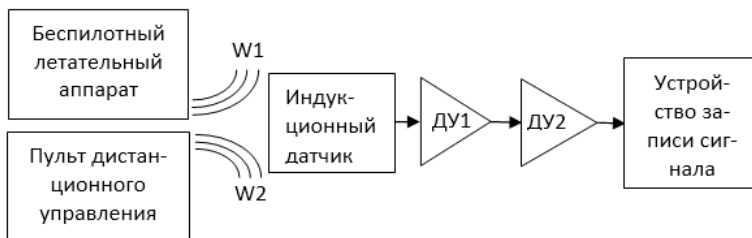


Рис. 1. Схема эксперимента

Fig. 1. The scheme of the experiment

Измерения электромагнитной составляющей, возникающей во время полета или зависания БПЛА проводились в диапазоне от 50 Гц до 20 кГц. Для уменьшения влияния помех, вызванных промышленными или бытовыми объектами, эксперимент проводился в поле за чертой города. В работу запускались два вида беспилотных летательных аппаратов: четырехвинтовой квадрокоптер Yuneec Typhoon 4k и одновинтовой самолет Skywalker x5.

Параметры системы для измерения ЭМИ существенно зависят от характеристик индукционного датчика, внешний вид которого показан на рис. 2. Датчик преобразует магнитную составляющую ЭМИ во входное напряжение на дифференциальном усилителе ДУ1. Он представляет собой катушку индуктивности (1000–1200 витков) на стержневом ферромагнитном сердечнике [8]. Сигналы датчика поступают на выполненный по инструментальной схеме усилитель, который содержит два каскада ДУ1 и ДУ2 на операционных усилителях AD8626. Для минимальных искажений входного сигнала каскад усилителя ДУ1 размещён внутри корпуса датчика. По витой паре (порядка 5 метров) усиленный ($K_u \approx 50$) в ДУ1 дифференциальный сигнал передается на вход

второго каскада ДУ2, в котором происходит ослабление наведенной при передаче помехи на 40 дБ в измеряемой полосе частот.



Рис. 2. Внешний вид индукционного датчика
Fig. 2. Appearance of the induction sensor

3. Результаты эксперимента

Было проведено несколько экспериментов. Первый эксперимент заключался в регистрации электромагнитного излучения от пролетающего квадрокоптера. Летательный аппарат выходил на высоту 4–5 м и с дистанции 15 м от измерительной установки начинал движение в ее сторону, пролетая дальше. С использованием установки была выполнена регистрация электромагнитного излучения, спектрограмма которой приведена на рис. 3.

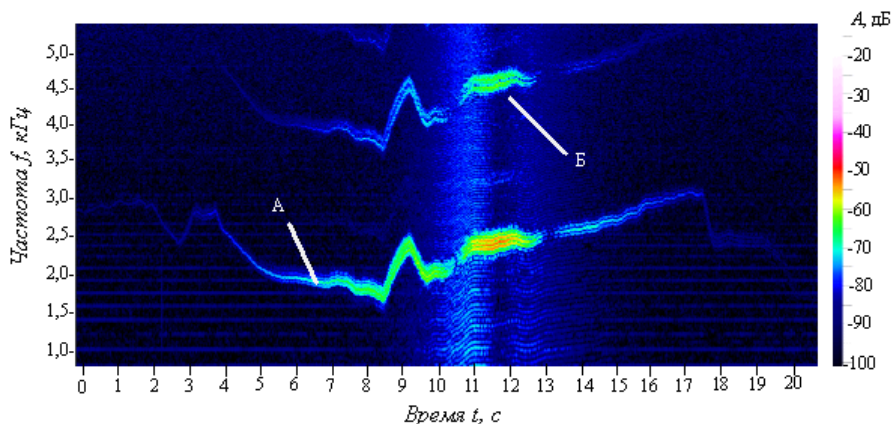


Рис. 3. Спектрограмма электромагнитного сигнала от пролетающего квадрокоптера
Fig. 3. The spectrogram of the electromagnetic signal radiating by the flying UAV

Из рисунка видно, что основная гармоника сигнала от обнаруженного источника ЭМИ находится в диапазоне 2–3 кГц (кривая А на рис. 3). Одновременно видны составляющие спектра, кратные основной гармонике. Вторая гармоника обозначена кривой Б. Со значительным ослаблением наблюдалась также 3-я гармоника. При приближении БПЛА к измерительной установке амплитуда регистрируемого сигнала возрастала. Наблюдалось непостоянство частоты, что обусловлено регулировкой оборотов вращения двигателей для поддержания нужной высоты.

На рис. 4 изображена спектрограмма электромагнитного излучения процесса зависания коптера над землей до 14 секунд, его посадки с 14 по 18 секунды и отключения двигателей на 39 секунде. Нужно отметить, что для смягчения посадки перед касанием коптера поверхности земли временно были увеличены обороты двигателя, что отображено на рис. 4 в интервале времени с 18 по 19 секунды. Процесс отключения двигателей занимает 2 секунды.

В процессе наблюдения было отмечено, что в диапазоне наблюдаемых частот появляются пачки импульсов (рис. 5) с периодом следования 4 секунды. Это можно объяснить периодическими взаимными опросами пульта дистанционного управления и радиомодуля коптера.

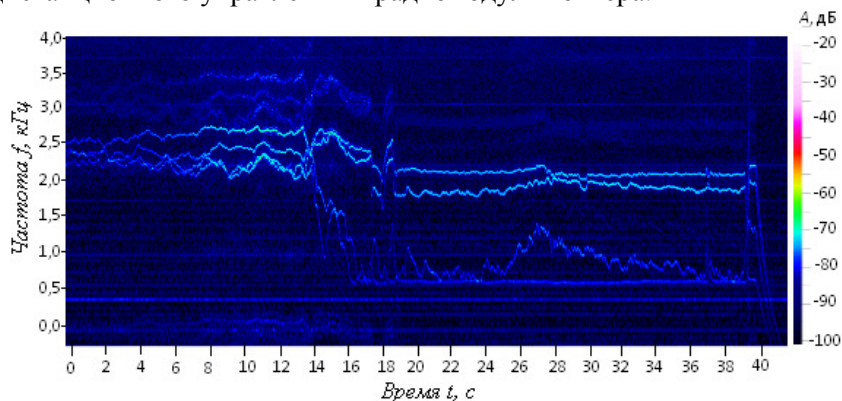


Рис. 4. Спектрограмма движения и посадки коптера на расстоянии 15 метров от измерительной установки

Fig. 4. Spectrogram of movement and landing of the UAV at a distance of 15 meters from measuring installation

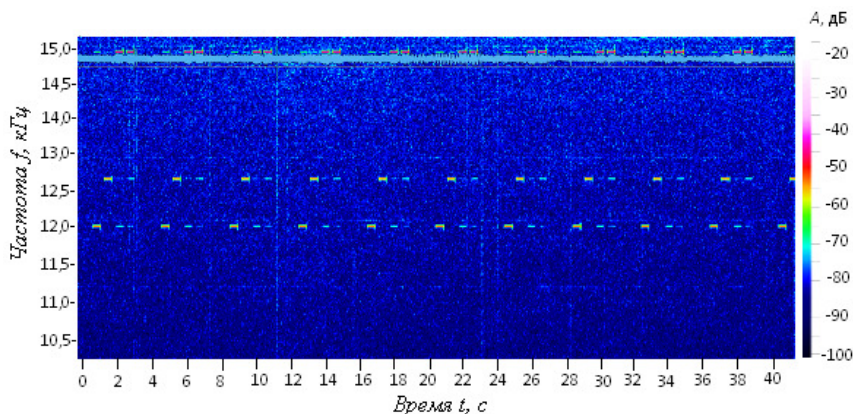


Рис. 5. Спектрограмма зарегистрированных импульсов – следы запросов радиомодуля квадрокоптера и пульта дистанционного управления

Fig. 5. Spectrogram of recorded pulses - traces of requests of the radio module of the quadcopter and the remote control

На рис. 6 изображены ЭМИ в процессе удаления одновинтового самолёта и пульта дистанционного управления от измерительной установки.

Видно, что при переносе источника сигнала на расстояние 150 метров за 120 секунд амплитуда периодических сигналов на частоте 15 кГц снизилась с минус 50 дБ до минус 75 дБ.

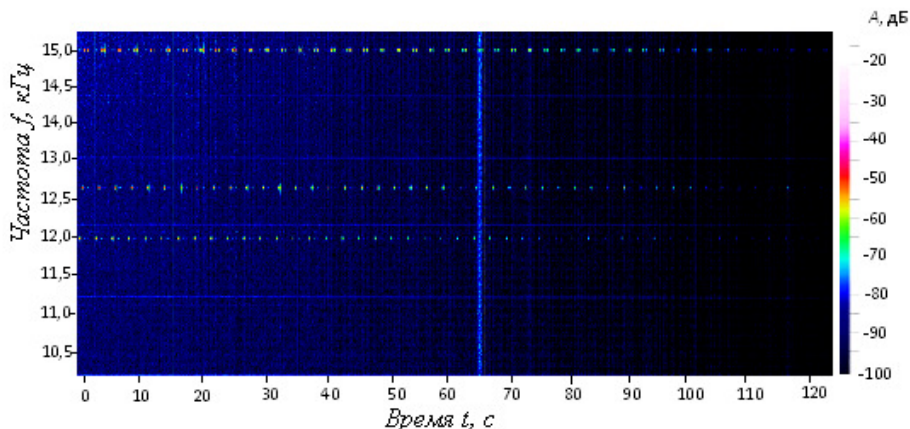


Рис. 6. Спектрограмма зарегистрированных импульсов, следов радиообмена между одно-винтовым самолетом и пультом дистанционного управления

Fig. 6. Spectrogram of recorded pulses, traces of radio traffic between a single-screw aircraft and a remote control

На рис. 7 зарегистрирован момент пролета одновинтового самолета над измерительной установкой на высоте порядка 5 метров. Здесь нужно отметить, что максимум в спектре не такой выраженный, как при наблюдении коптеров (рис. 3). Это объясняется тем, что нагрузка на двигатель в самолете значительно ниже, чем у квадрокоптера.

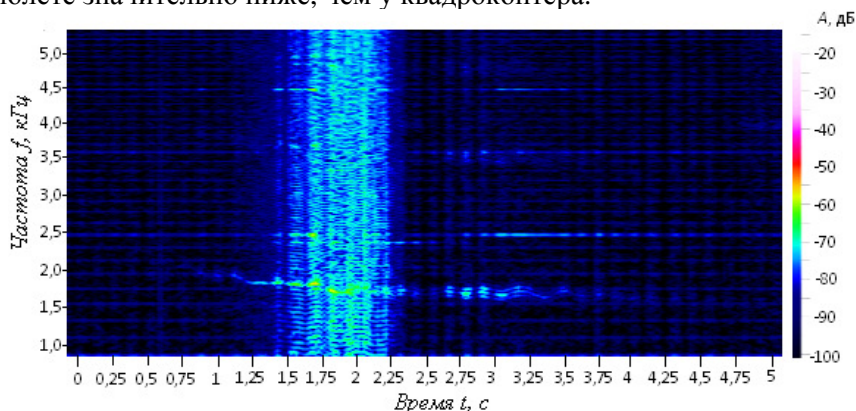


Рис. 7. Спектрограмма электромагнитного сигнала от пролетающего одновинтового самолета

Fig. 7. Spectrogram of the electromagnetic signal emitted by a flying single-screw aircraft

В работе [9] приведены результаты измерения спектра и уровня мощности сигнала, отраженного от квадрокоптера при облучении его радиолокационным сигналом с частотой 9 ГГц. На рис. 8 и рис. 9 показаны результаты измерений мощности отраженного сигнала (график заимствован из работы [9]) от квадрокоптера с выключенными двигателями (рис. 8) и включенными двигателями (рис. 9).

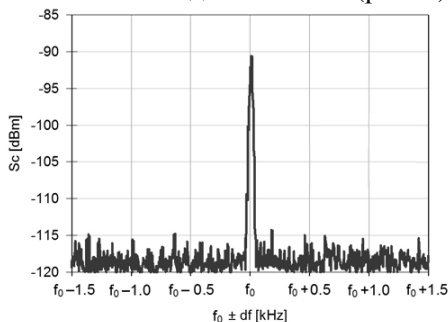


Рис. 8. Спектр и уровень мощности сигнала, отраженного от квадрокоптера с выключенными пропеллерами

Fig. 8. The spectrum and the power level of the signal reflected from the UAV with propellers off

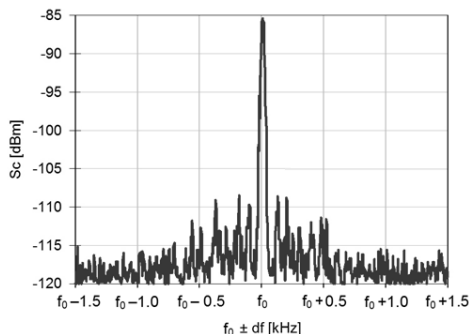


Рис. 9. Спектр и уровень мощности сигнала, отраженного от квадрокоптера с включенными пропеллерами

Fig. 9. The spectrum and the power level of the signal reflected from the UAV with propellers on

В спектре отраженного сигнала после включения двигателей появились доплеровские составляющие с частотами до 1,5 кГц, при этом БПЛА был зафиксирован стропами. Сравнение спектров сигналов ЭМИ и радиолокационного (рис. 3 и рис. 9) позволяет утверждать, что между ними существует связь, т.к. причина появления низкочастотных колебаний одна и та же – работа двигателей и винтов. Спектры ЭМИ и доплеровских частот пересекаются, однако в спектре доплеровских колебаний присутствуют более низкие частоты, что скорее всего связано с особенностями механики вращающихся деталей.

4. Заключение

Проведенные экспериментальные исследования электромагнитных излучений БПЛА показали, что на небольших расстояниях (примерно 100-200 метров) объект обнаруживается по характерным спектрам излучений. В случае пропуска подобного объекта РЛС и оптической системой, обнаружение «дронов» по ЭМИ повышает вероятность обнаружения малоразмерной цели.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Авторы благодарят сотрудников НИИ РТС и АО «НПФ «Микран» за предоставленные результаты радиолокационных измерений отраженных от квадрокоптера сигналов [9].

Список литературы

- [1] Danyk Y.G., Puleko I. V. and Bougaiov M.V. Unmanned aerial vehicles detection based on analysis of acoustic and radar signals. Bulletin of Zhytomyr state technological University. Series: technical science, 2014, №4 (71). С. 71-80.
- [2] Matthew Ritchie, Francesco Fioranelli, Hugh Griffiths and Borge Torvik. Micro-drone RCS analysis. 2015 IEEE Radar Conference. Pages: 452 – 456. DOI: 10.1109/RadarConf.2015.7411926
- [3] Folker Hoffmann; Matthew Ritchie; Francesco Fioranelli; Alexander Charlish. Hugh Griffiths. Micro-Doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar. 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf). Pp. 1 – 6. DOI: 10.1109/RADAR.2016.7485236.
- [4] R. I. A. Harmanny, J. J. M. de Wit and G. Prémel Cabic. Radar micro-Doppler feature extraction using the spectrogram and the cepstrogram. 2014 11th European Radar Conference Pp.165 – 168. DOI: 10.1109/EuRAD.2014.6991233.
- [5] F. Fioranelli, M. Ritchie, H. Griffiths and H. Borrión. Classification of loaded unloaded micro-drones using multistatic radar. Electronics Letters Year: 2015, Volume 51, Issue 22, Pp. 1813 – 1815. DOI: 10.1049/el.2015.3038.
- [6] Y.G. Danyk and M.V. Bougaiov. Analysis of Efficiency of Tactical Unmanned Aerial Vehicles Detection by Passive and Active Devices. Vol. 10. Zhytomyr military Institute named after S. P. Korolev State University of telecommunications. Zhitomir: VMI DUT, 2015. Pp. 5-20. ISSN 2076-1546.
- [7] Y. G. Danik and S. O. Dupelich. The Analysis of Own Radiations of The Equipment of Tactical Unmanned Aerial Vehicles. Vol. 10. Zhytomyr military Institute named after S. P. Korolev State University of telecommunications. Zhitomir: VMI DUT, 2015. Pp. 21-27. ISSN 2076-1546.
- [8] Максименко В.Г. Чувствительность низкочастотного магнитоиндукционного датчика // Радиотехника, 2009. №8. С. 44–47.
- [9] A.V. Khristenko, M. O. Konovalenko, M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, A.V. Marchenko, A. A. Sutulin, N.D. Malyutin. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs. Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference. 29-30 June 2017. Pp. 1-5, DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998472.

References

- [1] Danyk Y.G., Puleko I. V. and Bougaiov M.V. Unmanned aerial vehicles detection based on analysis of acoustic and radar signals. Bulletin of Zhytomyr state technological University. Series: technical science, 2014, №4 (71). Pp. 71-80.

- [2] Matthew Ritchie, Francesco Fioranelli, Hugh Griffiths and Borge Torvik. Micro-drone RCS analysis. 2015 IEEE Radar Conference. Pp. 452 – 456. DOI: 10.1109/RadarConf.2015.7411926
- [3] Folker Hoffmann; Matthew Ritchie; Francesco Fioranelli; Alexander Charlish. Hugh Griffiths. Micro-Doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar. 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf). Pp. 1 – 6. DOI: 10.1109/RADAR.2016.7485236.
- [4] R. I. A. Harmanny, J. J. M. de Wit and G. Prémel Cabic. Radar micro-Doppler feature extraction using the spectrogram and the cepstrogram. 2014 11th European Radar Conference Pp.165 – 168. DOI: 10.1109/EuRAD.2014.6991233.
- [5] F. Fioranelli, M. Ritchie, H. Griffiths and H. Borrión. Classification of loaded unloaded micro-drones using multistatic radar. Electronics Letters Year: 2015, Volume 51, Issue 22, Pp. 1813 – 1815. DOI: 10.1049/el.2015.3038.
- [6] Y.G. Danyk and M.V. Bougaiov. Analysis of Efficiency of Tactical Unmanned Aerial Vehicles Detection by Passive and Active Devices. Vol. 10. Zhytomyr military Institute named after S. P. Korolev State University of telecommunications. Zhitomir: VMI DUT, 2015. Pp. 5-20. ISSN 2076-1546.
- [7] Y. G. Danik and S. O. Dupelich. The Analysis of Own Radiations of The Equipment of Tactical Unmanned Aerial Vehicles. Vol. 10. Zhytomyr military Institute named after S. P. Korolev State University of telecommunications. Zhitomir: VMI DUT, 2015. Pp. 21-27. ISSN 2076-1546.
- [8] Maksimenko V.G. Sensitivity of a low-frequency magnetic induction sensor // Radio-technika, 2009. № 8. Pp. 44-47.
- [9] A.V. Khristenko, M. O. Konovalenko, M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, A.V. Marchenko, A. A. Sutulin, N.D. Malyutin. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs. Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference. 29-30 June 2017. Pp. 1-5, DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998472.

Acknowledgements

This work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation under the agreement of 14.577.21.0188 of 27.10.2015, identifier RFMEFI57715X0188.

The authors thank the staff of the RTS Research Institute and JSC "NPF" Micran" for the results of the radar measurements of the signals reflected from the UAV [9].

The Microwave Signals Oscillator with a Small Frequency Step

Shirokov I.B., Serdyuk I.V.

Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org

Abstract: The process of forming a microwave signal of 10 GHz band with a small frequency step is considered. It is shown that for acceptable quality characteristics of the microwave signal formed by indirect synthesis obtaining, the frequency of comparing at which operates the phase detector should be as close as possible to the frequency synthesized signal. This small frequency shift is generated due to the quadrature modulation of the reference microwave signal generator with indirect frequency synthesis. Thus, the developed system allows generating a discrete set of signals with small channel spacing based on a single reference oscillator for microwave measurement and telecommunication systems.

Keywords: frequency synthesis, synchronization, phase measurement, phase noise, phase progression, quadrature modulation.

Микроволновый генератор сигналов с малым шагом сетки частот

Широков И.Б., Сердюк И.В.

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

Аннотация: Рассмотрен процесс формирования микроволновых сигналов в диапазоне 10 ГГц с малым шагом сетки частот. Показано, что для получения приемлемых качественных характеристик микроволнового сигнала, полученного методом косвенного синтеза, частота сравнения, на которой работает фазовый детектор, должна быть как можно ближе к частоте синтезируемого сигнала. При этом малый частотный сдвиг формируется за счёт квадратурной модуляции опорного сигнала микроволнового генератора с косвенным синтезом частот. Таким образом, разработана система, позволяет сформировать дискретный ряд сигналов с малым шагом сетки частот на базе одного опорного генератора для микроволновых измерительных и телекоммуникационных систем.

Ключевые слова: синтез частот, синхронизация, фазовые измерения, фазовый шум, набег фазы, квадратурная модуляция.

1. Введение

Создание высокостабильных опорных колебаний в микроволновом диапазоне является актуальной задачей, как в техники связи, так и в измерительной технике и системах позиционирования. При этом часто возникают противоречивые требования к опорным генераторам, а именно одновременное обеспечение высокой стабильности по частоте и малого шага перестройки генератора по частоте.

Одной из областей применения таких генераторов является измерение флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала. Эта задача возникает при исследовании физических свойств открытых трасс. Данная задача актуальна как для исследования статистических свойств радиоканалов, так и для измерения физических величин, влияющих на флуктуации амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала. При этом многочастотные измерения флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала дает более полный объем информации и позволяют более детально изучить распространение микроволновых сигналов.

Один из способов реализации фазовых измерений в открытом микроволновом канале является гомодинное преобразование частоты микроволнового измерительного сигнала. Гомодинные измерения основаны на использовании исходного колебания в качестве опорного для преобразования частоты того же сигнала, но прошедшего через исследуемую среду или отраженного от объекта исследования. Начальная фаза и частота исходных колебаний при этом методе измерений соответственно вычитаются из принятого сигнала, позволяя получать информативный параметр на выходе смесителя измерительного устройства [1].

В данной работе исследуются особенности создания высокостабильного опорного микроволнового сигнала с малым шагом сетки частот для проведения измерений флуктуаций амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала в атмосферном канале связи [2].

2. Исследуемая модель

При использовании метода косвенного синтеза частот, стремление уменьшить шаг сетки частот путём понижения частоты сравнения, приводит к увеличению уровня фазовых шумов несущей и увеличению времени перестройки синтезатора в целом. Использование фракционных синтеза-

торов частоты не обеспечивает достаточно низкий уровень побочных составляющих в измерительном канале.

Для решения указанной задачи, предложено использовать один высокостабильный опорный генератор и подстраивать по его сигналу микроволновые генераторы в каждом измерительном канале. Малый частотный сдвиг формируется за счёт квадратурной модуляции опорного сигнала микроволнового генератора с косвенным синтезом частот [4].

Управляющие сигналы для квадратурного генератора формируются методом прямого цифрового синтеза. Структурная схема синтезатора частот показана на рис. 1.

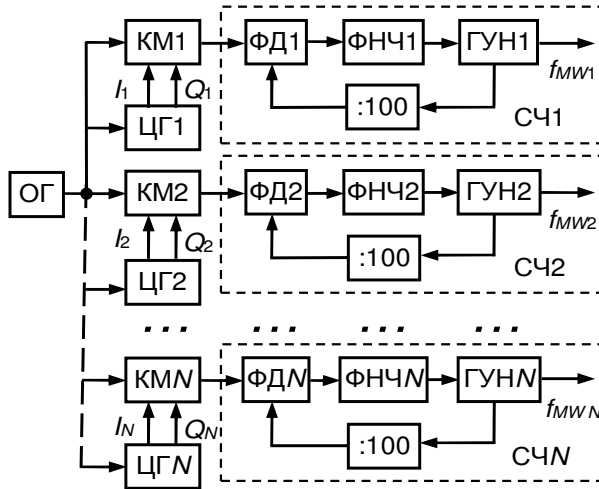


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частот.

Fig. 1. Block-diagram of frequency synthesizer.

На рис. 1 используются следующие обозначения: опорный генератор ОГ; квадратурные модуляторы КМ; цифровые генераторы прямого синтеза ЦГ; фазовые детекторы ФД; фильтры нижних частот ФНЧ; микроволновые генераторы, управляемые напряжением ГУН; делители частоты :100; синтезаторы частоты СЧ.

В качестве модулирующих сигналов на квадратурные модуляторы подаются гармонические сигналы. При этом на выходе квадратурного модулятора получаем сигнал с частотой, сдвинутой на величину равную частоте управляющих сигналов [5]:

$$\cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t) \sin(\Omega t) = \cos[(\omega_0 + \Omega)t] \quad (1)$$

где ω_0 — частота сигнала опорного генератора ОГ, Ω — частотный сдвиг формируемый квадратурным модулятором КМ.

Из выражения (1) следует, что при изменении частоты управляющих сигналов I_i и Q_i перестраивается частота опорного генератора. При этом стабильность начальной фазы полученного сигнала определяется стабильностью сигнала опорного генератора, температурной стабильностью параметров квадратурных модуляторов и стабильностью начальной фазы сигналов I_i и Q_i .

3. Практические результаты

Рассмотрим подробнее реализацию микроволнового синтезатора с малым шагом сетки частот.

Для создания устройства сдвига частоты выбран опорный генератор с низким уровнем фазовых шумов CVHD950-100 фирмы Crystek Crystals, со следующими характеристиками: рабочая частота 100 МГц, относительная нестабильность частоты 20 ppm, уровень фазового шума -135 дБ/Гц, при отстройке на 1 кГц, входное напряжение $3,3 \pm 0,3$ В. Измеренный спектр сигнала генератора показан на рис. 2.

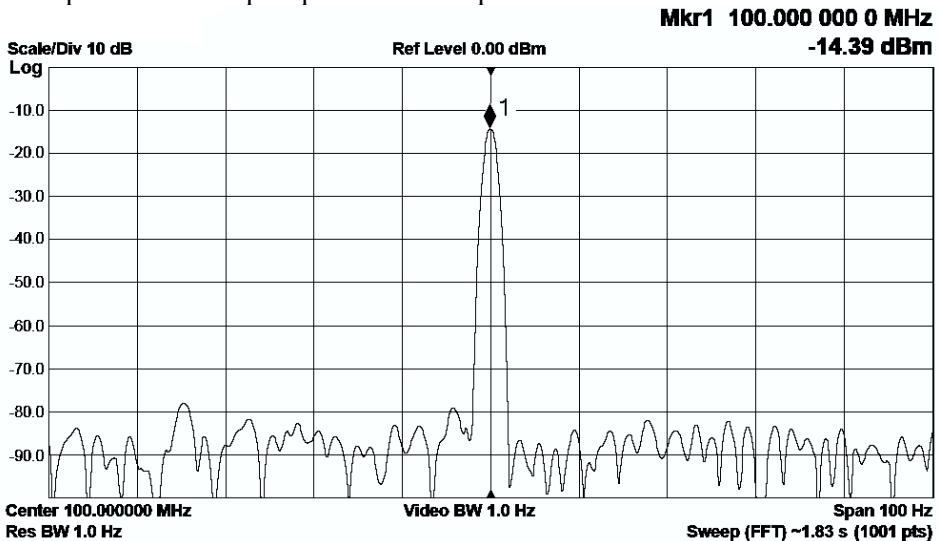


Рис. 2. Спектр сигнала опорного генератора.

Fig. 2. The spectrum of the reference oscillator signal.

В качестве модулятора был выбран кремниво-германиевый широкополосный квадратурный модулятор MC696LP4E фирмы Hittite Microwave Corporation, который обладает следующими параметрами: диапазон частот 20...2700 МГц, уровень шума –162 дБм/Гц, линейность OIP3 23,7 дБм.

Подача управляющих сигналов на квадратурный модулятор производится с помощью двух синтезаторов прямого цифрового синтеза AD9833, обладающих разрешением по частоте 0,1 Гц и 10-битным АЦП 28-битным фазовым аккумулятором. Синтезаторы тактируются сигналом с одного опорного генератора и запускаются синхронно.

Таким образом, от одного высокостабильного опорного генератора с частотой 100 МГц предложено сформировать сетку частот

$$f_{ref\ i} = 100 \text{ МГц} + \Delta f_i, \quad (2)$$

где Δf_i — сдвиг частоты опорного сигнала на величину от 1 кГц до 10 кГц.

Рассмотрим подробнее характеристики опорного сигнала синтезаторов частот СЧ на рис. 1 для частоты 100,01 МГц. Спектр опорного сигнала синтезаторов показан на рис. 3. Этот спектр соответствует квадратурным модулирующим сигналам с частотой 10 кГц.

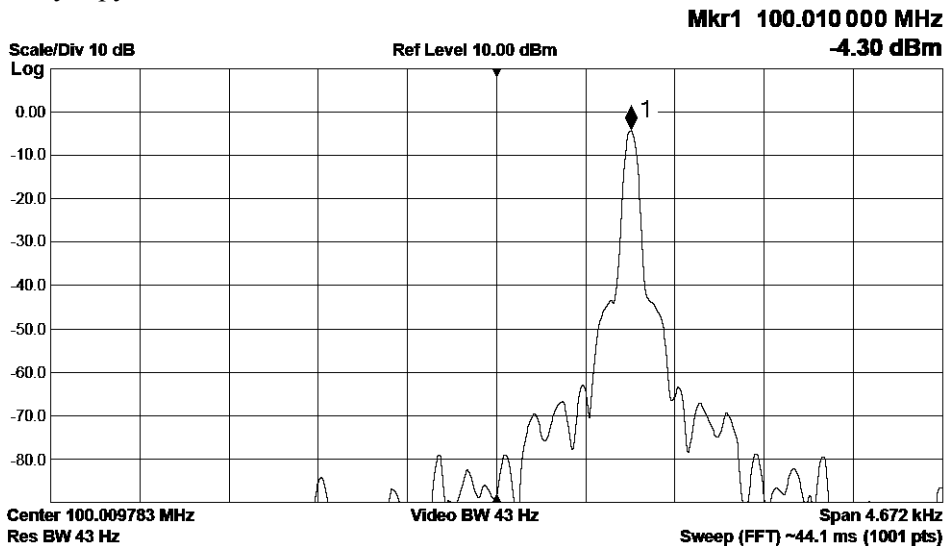


Рис. 3. Спектр опорного сигнала синтезатора частот.

Fig. 3. The spectrum of the reference signal frequency synthesizer.

Как следует из рис. 2, опорный сигнал синтезатора частот обладает уровнем побочных составляющих в спектре менее -40 дБ в полосе 500 Гц.

4. Заключение

Таким образом, предложенный микроволновый генератор сигналов с малым шагом сетки частот, позволяет исследовать свойства микроволнового канала в диапазоне 10 ГГц. За счёт формирования дискретной сетки частот с шагом 100 кГц на базе одного опорного генератора может быть значительно повышена точность и информативность гомодинной измерительной системы.

Выбор частоты высокостабильного опорного генератора равной 100 МГц позволяет осуществлять передачу опорного сигнала с частотой в 100 раз меньшей частоты микроволнового генератора. Таким образом, упрощается тракт передачи опорного сигнала, и уменьшаются требования к его параметрам, уменьшаются потери в тракте. В тоже время уменьшение кратности деления частоты в синтезаторе частоты с косвенным синтезом СЧ, приводит к снижению уровня фазовых шумов генерируемого микроволнового сигнала.

Предложенный формирователь микроволновых сигналов может применяться для измерения характеристик микроволнового оборудования и при разработке многоканальных телекоммуникационных систем [5].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в ходе выполнения НИР № 5.6208.2017/8.9 в рамках базовой части государственного задания РФ.

Список литературы

- [1] Shirokov I.B., Gimpilevich Yu.B., Jandieri G.V. Microwave Propagation in a Surface Atmosphere Layer on Land-Sea Boundary// IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, APMC'10. Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan. 2010. P. 2123-2126.
- [2] Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B. Generalized mathematical model of homodyne frequency conversion method under a periodic variation in sounding signal phase shift // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz* and *Radiotekhnika*). 2007. V. 66. No. 12. P. 1057-1065.
- [3] Широков И.Б., Сердюк И.В., Редькина Е.А. Анализ особенностей работы многоканальной гомодинной системы измерения амплитуды и набега фазы микроволнового сигнала // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2015), Севастополь. 2015. С. 1011-1012.

[4] Широков И.Б., Белокоп Д.С. Формирование микроволновых сигналов с малым частотным сдвигом // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2012), Севастополь. 2012. С. 346-347.

[5] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A., Abramashvili N.I. The multichannel homodyne measuring system of the microwave signal amplitude and phase progression fluctuations // Proc. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo 2013), 23rd International Crimean Conference, Sevastopol. 2013. P. 971-973.

References

[1] Shirokov I.B., Gimpilevich Yu.B., Jandieri G.V. Microwave Propagation in a Surface Atmosphere Layer on Land-Sea Boundary. IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, APMC'10. Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan, 2010, pp. 2123 - 2126.

[2] Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B. Generalized mathematical model of homodyne frequency conversion method under a periodic variation in sounding signal phase shift. Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz* and *Radiotekhnika*), 2007, vol. 66, no. 12, pp. 1057 - 1065.

[3] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A. The analysis of operation features of multichannel homodyne system for measurement of microwave signal amplitude and phase progression. Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015, pp. 1011 - 1012.

[4] Shirokov I.B., Belokon D.S. Formation of Microwave signals with small step of frequencies grid. Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2012). Sevastopol, 2012, pp. 346 - 347.

[5] Shirokov I.B., Serdyuk I.V. Redkina E.A., Abramashvili N.I. The multichannel homodyne measuring system of the microwave signal amplitude and phase progression fluctuations. Proc. IEEE Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo 2013), 23rd International Crimean Conference, 9-13 Sept. Sevastopol, 2013, pp. 971 - 973.

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.

Principles of Designing Autodyne Transceivers

Vladislav Ya. Noskov, Kirill A. Ignatkov, Andrey P. Chupahin

Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

noskov@oko-ek.ru

Abstract: An overview of the basic principles of designing autodyne transceivers for Doppler sensors of motion parameters is presented: speed, acceleration, traversed path and direction of movement of reflecting objects. Various versions of autodyne modules of microwave and EHF bands on two-pole active elements, their parameters, characteristics and functional capabilities are considered.

Keywords: autodyne, transceiver, Doppler sensors, short range radar system.

Принципы построения автодинных приёмопередатчиков

Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П.

Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

noskov@oko-ek.ru

Аннотация: Представлен обзор основных принципов построения автодинных приёмопередатчиков для доплеровских датчиков параметров движения: скорости, ускорения, пройденного пути и направления движения отражающих объектов. Рассмотрены различные варианты исполнения автодинных модулей СВЧ и КВЧ диапазонов на двухполюсных активных элементах (АЭ), их параметры, характеристики и функциональные возможности.

Ключевые слова: автодин, приёмопередатчик, доплеровский датчик, система ближней радиолокации.

1. Введение

Автодинный приёмопередатчик (просто автодин – АД), в сущности, представляет собой совокупность СВЧ автогенератора (АГ) и средств регистрации (выделения) АД отклика, который возникает в виде изменений амплитуды и частоты колебаний АГ вследствие воздействия на него соб-

ственного отражённого от объекта локации излучения. АД нашли широкое применение в системах ближней радиолокации (СБРЛ), датчиках и измерителях параметров технологических процессов в промышленности и на транспорте, а также в различных научных приложениях [1,2].

Исследованиям особенностей формирования АД сигналов, изучению внутренних и внешних параметров и характеристик АД посвящено большое число литературных источников (см., например, обзор [3] и ссылки в нём). Однако представленные в этих работах результаты не дают ответа в явном виде на вопрос, в чём, собственно, отличия АГ в составе АД от обычного АГ? На этот вопрос в литературе можно найти два взаимосвязанных ответа.

Во-первых, используемый в качестве АД АГ должен обеспечивать достижение требуемых параметров АД СБРЛ (чувствительности, потенциала и пр.). Решение этого вопроса состоит в выборе наиболее подходящего типа активного элемента (АЭ) АГ и режима колебаний. Во-вторых, необходим выбор подходящей конфигурации АГ системы и средств регистрации АД отклика, которые обеспечивают достижение требуемых для СБРЛ не только параметров, но и их функциональных возможностей (измерение скорости, расстояния и пр.). Если первый ответ на поставленный вопрос достаточно подробно изложен в обзорных работах [4,5], то второй ответ далеко не систематизирован и содержится в большом числе докладов, статей и патентов на изобретение.

Цель настоящей работы – в некоторой степени обобщить известные технические решения АД приёмопередающих модулей (ППМ), выполненных на основе двухполосных АЭ СВЧ и КВЧ диапазонов.

2. Варианты построения автодинных ППМ

Функциональная схема простейшей АД СБРЛ представлена на рис. 1(а). Конструктивно АД ничем не отличаются от обычных СВЧ АГ. В качестве АЭ в СВЧ и КВЧ диапазонах используются в основном диоды Ганна и ЛПД. Для настройки в режим наибольшей чувствительности в конструкции АД ППМ желательно иметь регулировку связи с нагрузкой (с антенной *Ант*) в виде, например, винта V_1 . Выделение АД сигнала обычно производится в цепи питания генераторного диода D_1 с помощью специальной схемы блока регистрации *БР* [6].

В случае движущегося объекта частота АД отклика равна частоте Доплера, как и у обычных СБРЛ с гомодинным построением ППМ. В результате обработки сигналов АД СБРЛ легко определяется пройденный

путь S , скорость V и ускорение a отражающего объекта. Однако в отличие от гомодинных ППМ с диодными смесителями, АД являются активными устройствами, обеспечивающими некоторое усиление сигнала. Кроме того, отличием АД СБРЛ являются ангармонические искажения сигналов, обусловленное нелинейностью набег фазы отражённого излучения из-за АД изменений частоты [7]. Это явление, проявляющееся в наибольшей степени в КВЧ диапазоне, ограничивает динамический диапазон система и создаёт серьёзные проблемы при обработке сигналов.

Для уменьшения искажений АД сигналов предложено стабилизировать частоту генерации, например, применением высокочастотного резонатора [3] (см. рис. 1(б)).

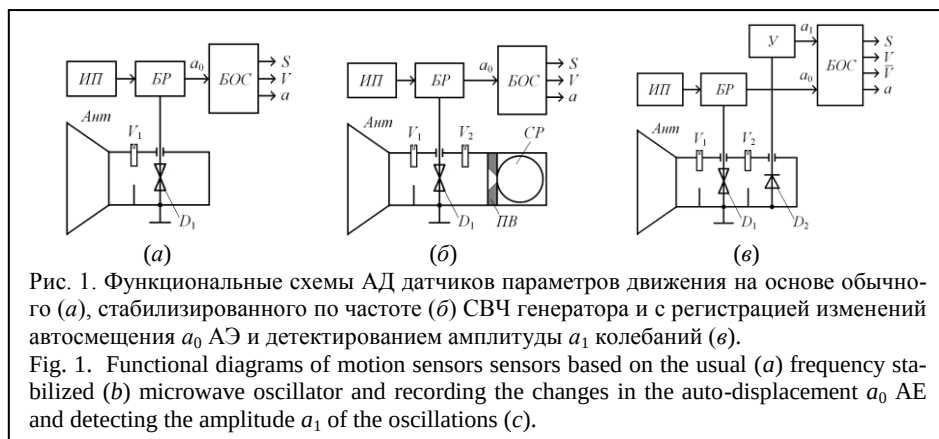


Рис. 1. Функциональные схемы АД датчиков параметров движения на основе обычного (а), стабилизированного по частоте (б) СВЧ генератора и с регистрацией изменений автосмещения a_0 АЭ и детектированием амплитуды a_1 колебаний (в).

Fig. 1. Functional diagrams of motion sensors sensors based on the usual (a) frequency stabilized (b) microwave oscillator and recording the changes in the auto-displacement a_0 AE and detecting the amplitude a_1 of the oscillations (c).

На рис. 1(в), представлена функциональная схема АД датчика, в котором одним из сигналов является отклик генератора a_0 по изменению смещения АЭ, выделяемый в цепи питания генераторного диода D_1 посредством схемы блока регистрации БР [8], а другим – отклик a_1 по изменению амплитуды колебаний генератора, получаемый при помощи диода D_2 . Данные сигналы имеют относительное фазовое смещение. При смене направления движения отражающего объекта изменяется порядок следования переходов сигналов через нулевой уровень.

Другое решение, представленное на рис. 2(а), состоит в использовании сигналов, полученных по изменению смещения a_0 АЭ и частоты χ генерации АД [8]. Первый сигнал снимается с выхода блока регистрации БР, а второй – с выхода частотного детектора ЧД. Ещё один вариант функциональной схемы АД датчика, использующего в качестве сигналов

АД изменения амплитуды a_1 и частоты χ колебаний генератора, представлен на рис. 2(б) [9]. В данном датчике сигнал на выходе линейной части усилителя $У$ промежуточной частоты, после прохождения через амплитудный детектор АД и отделения огибающей от постоянной составляющей имеет фазовый сдвиг, который также обеспечивает возможность определения направления движения объекта локации.

Наилучшими условиями для определения знака вектора скорости является получение сигналов с фазовым смещением 90 градусов. Однако требуемое смещение АД сигналов по фазе, особенно в генераторах КВЧ диапазона обычно слабо прогнозируемо и получение желаемой ортогональности выбранных сигналов представляет некоторую проблему. Возможность управления сдвигом фаз АД сигналов обеспечивается в АД СБРЛ, функциональные схемы которых представлены на рис. 3.

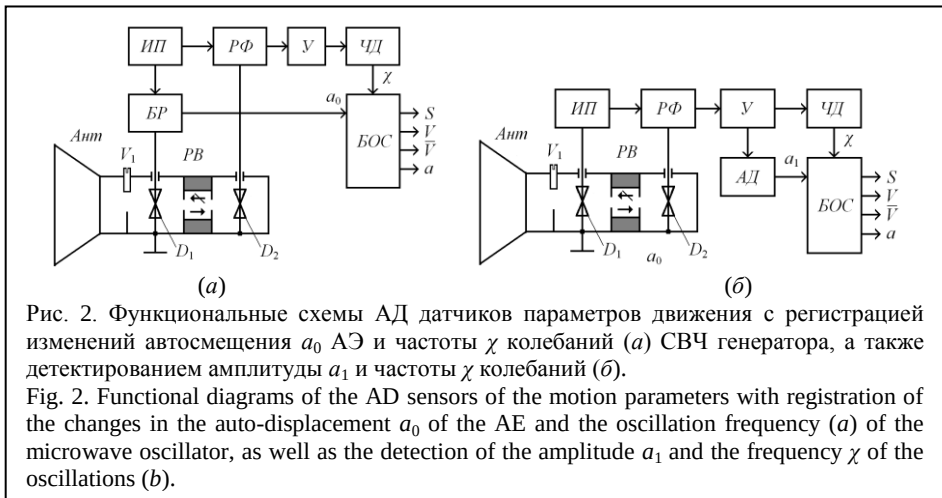


Рис. 2. Функциональные схемы АД датчиков параметров движения с регистрацией изменений автосмещения a_0 АЭ и частоты χ колебаний (а) СВЧ генератора, а также детектированием амплитуды a_1 и частоты χ колебаний (б).

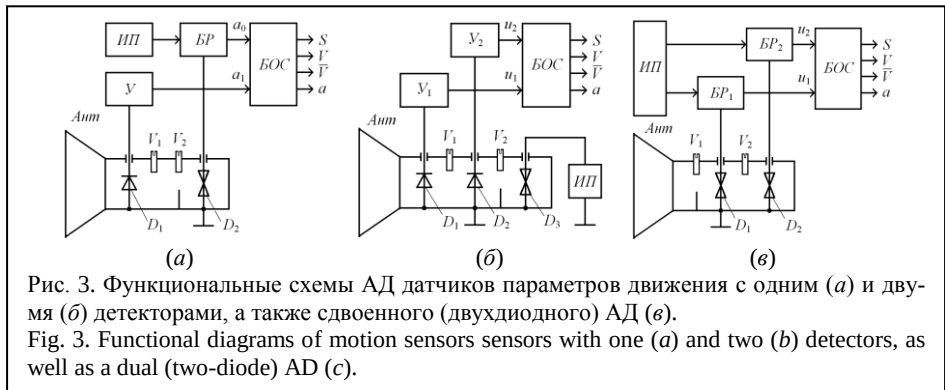
Fig. 2. Functional diagrams of the AD sensors of the motion parameters with registration of the changes in the auto-displacement a_0 of the AE and the oscillation frequency (a) of the microwave oscillator, as well as the detection of the amplitude a_1 and the frequency χ of the oscillations (b).

В первом варианте датчика (см. рис. 3(а)) в цепи питания генераторного диода D_2 в виде сигнала a_0 регистрируется картина интерференции излучённой и отражённой волн в резонансной системе генераторной камеры. Детекторный диод D_1 регистрирует в виде сигнала a_1 картину интерференции излучённой и отражённой от цели волн в точке волновода, где он установлен, т.е. между генераторной камерой и антенной Ант [10].

Если электрическое расстояние между генераторной камерой и диодом D_1 составляет нечётное число $1/8$ длины волны в волноводе, то сдвиг фаз между сигналами a_0 и a_1 равен $\pi/2$. Регулировка данного расстояния выполняется винтом V_1 . Связь с нагрузкой генератора и его чувствитель-

ность регулируются винтом V_2 . Для оптимизации режима детекторного диода D_1 он смещается относительно середины широкой стенки волновода ближе к его краю.

Второй вариант АД датчика с «внешней» установкой детекторных диодов представлен на рис. 3(б). Здесь в волноводе между генераторной камерой на диоде D_3 и антенной Ant установлены два детекторных диода D_1 и D_2 , которые регистрируют картину интерференции волн в виде сигналов u_1 и u_2 , сдвинутых по фазе на требуемый угол [11]. Этот сдвиг определяется электрическим расстоянием между диодами D_1 и D_2 , который легко регулируется винтом V_1 . При выборе этого расстояния, равного нечётному числу $1/8$ длины волны в волноводе, сигналы u_1 и u_2 сдвинуты по фазе на угол $\pi/2$. При этом винт V_2 , как обычно, служит для выбора величины связи генератора с нагрузкой, обеспечивающей наибольшую АД чувствительность. В отличие от предыдущего варианта чувствительность обоих каналов выделения сигналов в данном варианте получается практически одинаковой.



Недостаток АД датчиков, представленных на рис. 3(а) и (б), состоит в потере части СВЧ мощности генератора на детекторные диоды, что снижают энергетический потенциал СБРЛ. Этот недостаток отсутствует в сдвоенном (двухдиодном) АД, схема которого приведена на рис. 3(в). Конструктивно данный АД представляет собой два последовательно соединённых генераторных модуля, выполненных «на проход» в камерах фланцевого типа. Общий вход-выход этого соединения подключен к антенне Ant . Каждый модуль содержит СВЧ генераторный диод D_1 и D_2 и рабочий резонатор, обеспечивающие условия генерации и частотную селекцию колебаний [12]. Винты V_1 и V_2 предназначены для регулировки

связи с нагрузкой (антенной) и электрического расстояния между модулями соответственно. В результате настройки винтом V_2 достигается требуемый сдвиг фаз между АД сигналами u_1 и u_2 .

3. Заключение

Из выполненного обзора видно, что имеющиеся на сегодня технические решения при незначительном усложнении конструкции ППМ обеспечивают улучшение параметров обычных АД и расширение функциональных возможностей АД СБРЛ. Реализация описанных здесь принципов построения АД ППМ в интегральном исполнении будет способствовать уменьшению их себестоимости, весовых и габаритных показателей, что явится дополнительным стимулом к расширению их области применения.

Список литературы

- [1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Norwood: Artech House, 2003. 314 p. ISBN 1-580-53110-5. DOI: 10.1109/MAES.2004.1346903.
- [2] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32-86.
- [3] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 8. Автодины со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором. Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 12. С. 3-42.
- [4] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Signal and Noise Parameters of Autodynes with the Soft Impedance Characteristic of the Active Element (Review). Infocommunications and Radio Technologies, 2016, vol. I, no. 1, pp. 29-47.
- [5] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. Telecommunication and Radio Engineering, 2017, vol. 75, no. 20, pp. 1857–1873 DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.
- [6] Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ. (Обзор). Техника и приборы СВЧ. 2009. № 1. С. 14-26.
- [7] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. Радиотехника. 2012. № 6. С. 24–42.
- [8] Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 3. Функциональные особенности автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 11. С. 25-49.
- [9] Воторопин С.Д., Носков В.Я. Автодинный радиолокатор с определением направления движения отражающих объектов. 16-я Международная Крымская Микроволновая Конференция «КРЫМИКО-2006». Севастополь, 2006. С. 888-890.

- [10] Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-Variation Detector Characteristics of a Detector-Diode Loaded Gunn Oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975. V. 58-B. № 5. pp. 60-66.
- [11] U. Method and Apparatus for Measuring a Vehicle's Own Speed by the Doppler Radar Principle. Pat. US 4980633, Patented Dec. 25, 1990, filed Mar. 2, 1990.
- [12] Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик. Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65-70.

References

- [1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House, 2003. 314 p. ISBN 1-580-53110-5. DOI: 10.1109/MAES.2004.1346903.
- [2] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Wave Ranges and Their Application. Part 9. Autodyne Radar Applications. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32-86. [in Russian].
- [3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Range and their Applications. Part 8. Autodynes with Frequency Stabilization by Means of the External High-Q Resonator. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki*, 2013, no. 12, pp. 3-42. [in Russian].
- [4] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Signal and Noise Parameters of Autodynes with the Soft Impedance Characteristic of the Active Element (Review). *Infocommunications and Radio Technologies*, 2016, vol. I, no. 1, pp. 29–47.
- [5] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2017, vol. 75, no. 20, pp. 1857–1873 DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.
- [6] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Autodyne Signal Registration in a Power Circuit of the Semiconductor Diode Oscillator in Microwave and Millimeter Ranges (Review). *Tehnika i pribori SVCh*, 2009, no. 1, pp. 14-26. [in Russian].
- [7] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne Characteristic Dependence on the UHF Oscillator's Inherent Parameters. *Radiotecnika*, 2012, no. 6, pp. 24-42. [in Russian].
- [8] Votoropin S.D., Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Ranges and their Application. Part 3. Functional Features of Autodynes. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki*, 2007, no. 11, pp. 25-49. [in Russian].
- [9] Votoropin S.D., Noskov V.Ya. Autodyne Radar Detecting the Motion Direction of Reflecting Objects. *Proceedings of 16-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, September 11-15, 2006. Sevastopol (Ukraine), 2006, pp. 888-890. DOI: 10.1109/CRMICO.2006.256245.
- [10] Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-Variation Detector Characteristics of a Detector-Diode Loaded Gunn Oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975. V. 58-B. № 5. pp. 60–66.
- [11] Roskoni U. Method and Apparatus for Measuring a Vehicle's Own Speed by the Doppler Radar Principle. Pat. US 4980633, Patented Dec. 25, 1990, filed Mar. 2, 1990.
- [12] Noskov V.Ya. A Double-Diode Autodyne Transceiver. *Instruments and Experimental Techniques*. 2015. Vol. 58, No 3. pp. 505–509. DOI: 10.1134/S0020441215030240.

Phase Relationships of Autodyne Signals with External Detection

Vladislav Ya. Noskov, Kirill A. Ignatkov, Andrey P. Chupahin

Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

noskov@oko-ek.ru

Abstract: The results of the analysis of the performance characteristics of an autodyne generator loaded on a pair of diode sections "per pass" are carried out. These sections detect variations in the amplitude of the oscillations on the diodes, which occur both because of the effect of the radiation reflected from the object, and because of the autodyne variations in the oscillation amplitude of the generator. The conditions for obtaining the required phase shift between the output signals of the detectors are established and its effect on the signal shape is investigated. The main advantages of this structure are shown in comparison with the conventional auto-dyne system using the nonlinearity of the active element of the generator.

Keywords: autodyne, autodyne sensors, short range radar system.

Фазовые соотношения автодинных сигналов при внешнем детектировании

Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П.

Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

noskov@oko-ek.ru

Аннотация: Проведены результаты анализа рабочих характеристик автодинного генератора, нагруженного на диодную секцию «на проход». Эта секция детектирует вариации амплитуды колебаний на диодах, которые вызваны как воздействием отражённого от объекта локации излучения, так и вследствие автодинных изменений амплитуды колебаний генератора. Установлены условия получения требуемого фазового сдвига между выходными сигналами генераторного и детекторного диодами и исследовано его влияние на форму сигналов. Показаны основные преимущества этой структуры по сравнению обычной автодинной системой, использующей нелинейность активного элемента генератора.

Ключевые слова: автодин, автодинный датчик, система ближней радиолокации.

1. Введение

Автодины (АД) в качестве приёмопередающих модулей (ППМ) находят широкое применение в системах ближней радиолокации (СБРЛ), датчиках и измерителях параметров технологических процессов в промышленности и на транспорте, а также в различных научных приложениях [1–4]. Эти устройства представляет собой совокупность СВЧ автогенератора (АГ) и средств регистрации (выделения) АД отклика.

Отклик АД представляет собой изменения амплитуды и частоты колебаний, возникающих в АГ в ответ на воздействие собственного отражённого от объекта локации излучения. При этом из-за нелинейности характеристики активного элемента (АЭ) в АГ происходят изменения также параметров смещения (тока, напряжения) в цепи питания [5]. Изменения в цепи питания АГ используются для получения сигналов в большинстве АД СБРЛ [6]. Достоинством таких АД является возможность применения любого АГ без каких-либо переделок. Однако присутствие шумов источника питания в цепи выделения сигнала существенно снижает чувствительность АД и энергетический потенциал СБРЛ [7].

Для устранения этого недостатка был предложен ряд технических решений, основанных на использовании детекторных диодов (ДД). Эти решения, несколько усложняющих конструкцию и схему АГ, обеспечивают улучшение шумовых параметров АД на 10...15 дБ. Известно большое число решений, в которых камеры с ДД устанавливаются либо в задней части генераторной камеры, либо «спереди», между АГ и антенной [8-10]. Последний вариант обеспечивает не только улучшение шумовых параметров, но и расширение функциональных возможностей АД СБРЛ. Однако в известных нам работах не рассмотрены особенности формирования АД сигналов и их фазовые соотношения.

В этой публикации мы попытаемся восполнить указанный пробел.

2. Основные выражения для анализа

На рис. 1(а) приведена функциональная схема АД датчика параметров движения, в котором производится выделение двух сигналов: u_{c1} и u_{c2} . Первый выделяется с помощью детекторного диода VD1, а второй – в цепи смещения генераторного диода VD2. Изменением расстояния d между ними (см. рис. 1(б)) обычно регулируется фазовый сдвиг между сигналами, а смещением диода VD1 от оси волновода на величину Δ – коэффициент связи.

На рис. 2(а) представлена эквивалентная схема АД модуля. Схема

содержит последовательное соединение секции собственно автогенератора АГ, детекторную секцию ДС и нагрузку. АГ содержит колебательную систему в виде параллельного соединения эквивалентных СВЧ резонатору индуктивности L_p , емкости C_p , проводимости потерь G_p и среднюю за период колебаний проводимость АЭ $Y_{AЭ} = G_{AЭ}(A, \omega) + jB_{AЭ}(A, \omega)$, зависящую от амплитуды A и частоты ω колебаний.

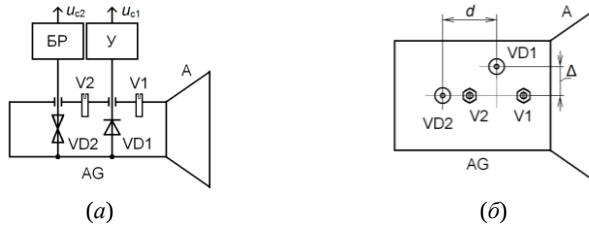


Рис. 1. Функциональная схема АД датчика параметров движения (а) и вид на АД модуль (б) со стороны широкой стенки волновода.

Fig. 1. The functional diagram of the AD of the motion parameter sensor (a) and the view of the AD module (b) from the wide wall of the waveguide.

Четырёхполюсник в виде ЛП протяженностью d без потерь имеет постоянную распространения $\beta_b = 2\pi / \Lambda_b$, где Λ_b – длина волны в ЛП с волновой проводимостью Y_0 . Секция ДС на рис. 2(а) представлена средней за период колебаний резистивной проводимостью детектора G_d . При этом реактивной составляющей адмиттанса диода пренебрегаем.

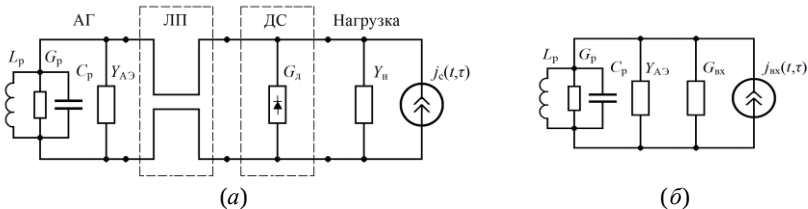


Рис. 2. Эквивалентные полная (а) и приведённая к АЭ (б) схемы АД модуля с детектором в цепи связи с нагрузкой (антенной).

Fig. 2. Equivalent complete (a) and AE (b) scheme of the AD module with a detector in the communication circuit with the load (antenna).

Нагрузкой генератора является входная проводимость $Y_n = G_n$ согласованной антенны. Действие отражённой от объекта локации волны представлено на схеме рис. 2(а) эквивалентным генератором «сигнального» тока $j_c(t, \tau)$. Здесь $\tau = 2l / c$ – время распространения излучения до

отражающего объекта и обратно в свободном пространстве; l – расстояние до отражателя; c – скорость распространения излучения. При этом полагаем, что четырёхполосник ЛП согласован со стороны нагрузки: $Y_0 = G_n + G_d$. Тогда цепь, находящуюся правее плоскости сечения АЭ, представим в виде параллельного соединения её входной проводимости $G_{вх} = (G_n + G_d)$ и источника входного тока $j_{вх}(t, \tau)$ (см. рис. 2(б)).

Учитывая обычно достаточно высокое значение нагруженной добротности КС $Q_n \gg 1$, где $Q_n = \omega_c C_p / G$; $G = G_p + G_{вх}$, $\omega_c = (LC)^{-1/2}$ – собственная частота КС, полагаем, что колебания на АЭ являются квазигармоническими: $u(t) = \text{Re}[A(t)\exp j\Psi(t)]$. Здесь $\Psi(t) = \omega_c t + \varphi$ – полная фаза колебаний; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся значения амплитуды и фазы в текущий момент времени t . Принятые от объекта локации колебания и прошедшие в КС, являются также квазигармоническими: $j_{вх} = \text{Re} J_{вх}(t, \tau)\exp j\Psi_{вх}(t, \tau)$, где $J_{вх}(t, \tau) = J_c(t, \tau)$, $\Psi_{вх}(t, \tau)$ – амплитуда и фаза колебаний из предыстории системы: $t - \tau$; $J_c(t, \tau) = [8G_n P_c]^{1/2}$; $P_c = \Gamma_0^2 P$ – мощность отраженного от объекта излучения; $P = A^2 G_n / 2$ – выходная мощность на нагрузке АД; Γ_0 – коэффициент затухания излучения по амплитуде при его распространении до объекта и обратно. С учётом сделанных замечаний запишем:

$$\text{Re}[\dot{A}Y_{АЭ}] + \text{Re}[\dot{A}Y_{КС}] = j_{вх}(t, \tau), \quad (1)$$

где $Y_{КС} = G[1 + j2Q_n(\omega - \omega_c)/\omega_c]$ – адмиттанс КС.

Дальнейший анализ выполним в приближении малого сигнала. Для этого полученные из (1) укороченные уравнения линеаризуем в окрестности режима стационарных колебаний АГ, когда $j_c = 0$ и $A = A_0$, $\omega = \omega_0$ [5]. После ряда преобразований получим систему уравнений для малых относительных вариаций амплитуды $a = (A - A_0)/A_0$ и частоты $\chi = (\omega - \omega_0)/\omega_0$ колебаний:

$$(Q_n/\omega_c)(da/dt) + \alpha a + \varepsilon \chi = \eta \Gamma \cos(\delta + 2\beta_B d), \quad (2)$$

$$(Q_n/\omega_c)(d\varphi/dt) + \beta a + Q_n \chi = -\eta \Gamma \sin(\delta + 2\beta_B d), \quad (3)$$

где $\alpha = (A_0/2G)(\partial G_{АЭ}/\partial A)_0$, $\varepsilon = (\omega_0/2G)(\partial G_{АЭ}/\partial \omega)_0$, $\beta = (A_0/2G)(\partial B_{АЭ}/\partial A)_0$ – параметры, определяющие приведенную крутизну инкремента, неизодромность и неизохронность АГ соответственно [5]; $\Gamma = \Gamma_0 A(t, \tau)/A(t)$, $\delta \equiv \delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – модуль и фаза мгновенного коэффициента от-

ражения по напряжению [5]; $A(t, \tau)$ – амплитуда колебаний на АЭ в момент времени $(t - \tau)$; $\eta = Q_n / Q_{вн}$, $Q_{вн}$ – кпд и внешняя добротность КС.

Для нахождения решения системы уравнений (2) и (3) полагаем, что период автодинного сигнала $T_a \gg \tau$, а также времени установления автодинного отклика $T_a \gg \tau_a$ [5]. Первое допущение позволяет записать: $\Gamma = \Gamma_0$ [5], а второе – даёт основание для нахождения квазистатического [5] решения. Для этого, полагая в (2) и (3) $da/dt = d\varphi/dt = 0$, получим выражения для амплитудной (АХА) $a_n(t)$, частотной (ЧХА) $\chi_n(t)$ и фазовой (ФХА) $\delta \equiv \delta(t)$ характеристик АД:

$$a_n(t) = a(t) / \Gamma_0 K_a = \cos(\delta + 2\beta_b d - \psi), \quad (4)$$

$$\chi_n(t) = \chi(t) / \Gamma_0 L_a = -\sin(\delta + 2\beta_b d + \theta), \quad (5)$$

$$\delta(t) = \omega(t)\tau = \omega_0\tau - C_{oc} \sin(\delta + 2\beta_b d + \theta), \quad (6)$$

где $K_a = \eta(1 + \rho^2)^{1/2} / \alpha(1 - \gamma\rho)$, $L_a = \eta(1 + \gamma^2)^{1/2} / Q_n(1 - \gamma\rho)$ – коэффициенты автодинного усиления и автодинной девиации частоты генерации; $C_{oc} = \Delta\omega_a \tau$ – параметр обратной связи АД [5]; $\Delta\omega_a = \Gamma_0 L_a \omega_0$ – амплитуда автодинных изменений частоты; $\psi = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ – углы фазового смещения автодинного отклика; $\rho = \varepsilon / Q_n$, $\gamma = \beta / \alpha$ – коэффициенты неизодромотности и неизохронности автогенератора соответственно [5].

Необходимо отметить, что АХА $a_n(t)$ и ЧХА $\chi_n(t)$ являются основными характеристиками, определяющими вид и спектральный состав сигналов, формируемых в АД [5]. Для нахождения в (6) $\delta(t)$ находим решение, используя метод последовательных приближений [5]:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & [2\pi\tau_n]_{(0)} - C_{oc} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(1)} + \theta - \\ & - C_{oc} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(2)} + \theta - \dots - C_{oc} \sin\{[2\pi\tau_n]_{(k)} + \theta\} \dots\}, \end{aligned} \quad (7)$$

где индексами около квадратных скобок обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0\tau / 2\pi$ – нормированное (безразмерное) время.

На зажимах детекторного диода ВД1 имеет место сложение колебаний, полученных от АГ u_{AG} и принятых от объекта локации u_c :

$$u_{AG}(t, \tau) = (A_0 + a_0 K_a \cos \varphi_a) \cos \left[\int_0^t (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt - \beta_b d \right], \quad (8)$$

$$u_c(t, \tau) = a_0 \cos \left[\int_0^{t-\tau} (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt - \beta_b d \right], \quad (9)$$

где $a_0 = \Gamma_0 A_0$; $\chi_m = \Gamma_0 L_a \omega_0$; $\varphi_a = (\delta + 2\beta_b d - \psi)$; $\varphi_\chi = (\delta + 2\beta_b d + \theta)$. В результате детектирования огибающей суммы: $u_d(t, \tau) = u_{AG}(t, \tau) + u_c(t, \tau)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (7) и (8) сильного неравенства: $A_0 \gg a_0$, $a_0 K_a$, получим:

$$u_d(t, \tau) = a_0 K_a \cos(\delta + 2\beta_b d - \psi) + a_0 \cos[\omega_0 \tau - C_{oc} \sin(\delta + 2\beta_b d + \theta)]. \quad (10)$$

Из (4) и (10) видно, что особенности формирования сигналов в цепи питания АГ и полученного с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a .

3. Заключение

Разработана математическая модель АД с внешним детектором. Получены основные соотношения (4) – (7) и (10) для расчёта характеристик АД при регистрации сигналов в цепи питания АГ и с помощью внешнего детектора, устанавливаемого между секцией АГ и антенной. Из полученных выражений и выполненных экспериментальных исследований следует, что особенности формирования сигналов в цепи питания АГ и полученного с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a . Полученные результаты необходимо учитывать при конструировании автодинных модулей и при выборе режима работы АГ и типа АЭ.

Список литературы

- [1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Norwood: Artech House, 2003. 314 p. ISBN 1-580-53110-5. DOI: 10.1109/MAES.2004.1346903.
- [2] Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В., Постельга А.Э. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций. Приборы и техника эксперимента. 2004. № 5. С. 130-134.
- [3] Ermak G.P., Popov I.V., Vasiliev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications. Telecommunication and Radio Engineering. 2012. V. 71. № 6. P. 567-580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80.
- [4] Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32-86.
- [5] Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.

[6] Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ (Обзор). *Техника и приборы СВЧ*. 2009. № 1. С. 14-26.

[7] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A. Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2017. V. 75. No. 20. P. 1857-1873. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.

[8] Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-Variation Detector Characteristics of a Detector-Diode Loaded Gunn Oscillator. *Electron. Commun. Japan*. 1975. V. 58-B. № 5. P. 60-66.

[9] Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A Shipborne-Type Wave-Height Meter for Oceangoing Vessels, Using Microwave Doppler Radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985. V. 10. No. 2. P. 138-143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094.

[10] Fraden J. *Handbook of Modern Sensors. Physics, Designs, and Applications* (Fifth Edition). Springer, New York, 2016, 765 p. DOI 10.1007/978-3-319-19303-8.

References

[1] Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House, 2003. 314 p. ISBN 1-580-53110-5. DOI: 10.1109/MAES.2004.1346903.

[2] Usanov D.A., Skripal A.I., Skripal A.V., Postelga A.E. A Microwave Autodyne Meter of Vibration Parameters. *Instruments and Experimental Techniques*, vol. 47, no. 5, pp 689-693. DOI:10.1023/B:INET.0000043882.16801.3a.

[3] Ermak G.P., Popov I.V., Vasiliev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Radar Sensors for Hump Yard and Rail Crossing Applications. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2012, vol. 71, no. 6, pp. 567-580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80.

[4] Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modern Hybrid-Integrated Autodyne Oscillators of Microwave and Millimeter Wave Ranges and Their Application. Part 9. Autodyne Radar Applications. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki*, 2016, no. 3, pp. 32-86. [in Russian].

[5] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne Characteristic Dependence on the UHF Oscillator's Inherent Parameters. *Radiotecnika*, 2012, no. 6, pp. 24-42. [in Russian].

[6] Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Autodyne Signal Registration in a Power Circuit of the Semiconductor Diode Oscillator in Microwave and Millimeter Ranges (Review). *Tehnika i pribori SVCh*, 2009, no. 1, pp. 14-26. [in Russian].

[7] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A. Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. *Telecommunication and Radio Engineering*, 2017, vol. 75, no. 20, pp. 1857-1873. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.

[8] Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-Variation Detector Characteristics of a Detector-Diode Loaded Gunn Oscillator. *Electron. Commun. Japan*, 1975, V. 58-B, no. 5, pp. 60-66.

[9] Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A Shipborne-Type Wave-Height Meter for Oceangoing Vessels, Using Microwave Doppler Radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1985, vol. 10, no. 2, pp. 138-143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094.

[10] Fraden J. *Handbook of Modern Sensors. Physics, Designs, and Applications* (Fifth Edition). Springer, New York, 2016, 765 p. DOI 10.1007/978-3-319-19303-8.

Methods of engineering calculation Autodyne on Gunn diodes

Vladislav Ya. Noskov, Kirill A. Ignatkov, Andrey P. Chupahin
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru

Abstract: *The technique of engineering calculation of the main characteristics of autodyne short-range radar systems (SRRS) developed on the example of using a generator made on a Gunn diode is proposed. The method is based on the results of previous studies of autodyne characteristics of microwave generators made on bipolar active elements with soft and rigid impedance characteristics. The technique takes into account the internal fluctuations of the generator, as well as the noise of real power supplies. The proposed technique can also be used for other types of SRRS microwave oscillators with appropriate consideration of their impedance characteristics.*

Keywords: *autodyne, autodyne sensors, short range radar system.*

Методика инженерного расчёта автодинов на диодах Ганна

Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

Аннотация: *Предложена методика инженерного расчёта основных характеристик автодинных систем ближней радиолокации (СБРЛ), разработанная на примере применения генератора, выполненного на диоде Ганна. В основу методики положены результаты ранее проведенных исследований автодинных характеристик СВЧ генераторов, выполненных на двухполюсных активных элементах (АЭ) с жёсткой импедансной характеристикой. Предложенная методика учитывает внутренние флуктуации генератора и может использоваться также в отношении иных типов АЭ СВЧ генераторов при соответствующем учёте их импедансных характеристик.*

Ключевые слова: *автодин, автодинный датчик, система ближней радиолокации.*

1. Введение

Основными параметрами автодинных систем ближней радиолокации (АСБРЛ) являются чувствительность и энергетический потенциал [1–3]. Данные параметры, связанные непосредственно с шумовыми и энергетическими характеристиками используемых СВЧ генераторов, определяют потенциальные возможности АСБРЛ по дальности действия, надежности обнаружения, точности измерения электрофизических параметров и кинематических характеристик объектов локации, а также многого другого [4].

В свою очередь упомянутые параметры сложным образом зависят от внутренних свойств автогенератора (АГ) и его параметров, выбранного типа активного элемента (АЭ), режима работы по высокой частоте и постоянному току [4, 5]. Эти свойства определяются рядом дополнительных данных: внешней и нагруженной добротности генератора, коэффициентом автодинного усиления K_a , приведённой крутизной инкремента генератора α , коэффициентами неизохронности γ и неизодромности ρ и другими. При этом дополнительные данные для расчётов могут быть получены аналитически или экспериментально. В первом случае необходимо выполнить сложный анализ колебательных характеристик АГ при известных вольт-амперных и вольт-фарадных характеристиках диода Ганна (ДГ). Во втором случае необходимые данные получаются в результате измерения на специальном экспериментальном стенде для исследования автодинных характеристик.

Результаты выполненных в последнее время исследований сигнальных и шумовых характеристик автодинов (АД) обеспечивают возможность расчёта практически всех необходимых его параметров [1–6]. Однако в указанных работах отсутствует методика расчёта параметров и характеристик АД исходя из паспортных данных выпускаемых промышленностью стандартных полупроводниковых генераторов.

Цель настоящей статьи – разработать основы для методики инженерного расчёта параметров АСБРЛ непрерывного излучения без модуляции на примере АГ на ДГ с регистрацией автодинного сигнала по изменению амплитуды колебаний. При этом исходными параметрами для расчёта являются паспортные данные на готовый образец АГ, которые обычно предоставляются изготовителем. К этим данным относятся: выходная мощность P_0 , рабочая частота f_0 , относительные уровни амплитудных и частотных шумов в полосе ΔF частот. Эти данные обычно соответствуют режиму оптимальной связи АГ с нагрузкой.

2. Выходная мощность генератора

Для расчёта выходной мощности АД используем нормированную аппроксимацию резистивной составляющей $G_3(A)$ импедансной характеристики АЭ в виде [2]:

$$G_3(A) \equiv G_3(u_{\text{отн}}) = -G_{30}[1 + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4], \quad (1)$$

где G_{30} – резистивная проводимости АЭ при отсутствии колебаний; $u_{\text{отн}} = A_0 / A_{\text{max}}$ – относительная амплитуда колебаний; A_{max} – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость $G_3(A) = 0$; c_g – коэффициент «жесткости» импедансной характеристики, в зависимости от его значения функция (1) позволяет рассмотреть случаи как мягкой, так и жёсткой импедансной характеристики АЭ.

С учётом баланса проводимостей $G + G_3 = 0$, где $G = G_p + G_n$; G_p , G_n – проводимости потерь резонатора и нагрузки, находим относительную амплитуду $u_{\text{отн}}$ стационарных колебаний автономного генератора:

$$u_{\text{отн}} = \left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g + 1)(1 - g_p - g_n)} / 2(c_g + 1) \right]^{1/2}, \quad (2)$$

где $g_p = G_p / G_{30}$; $g_n = G_n / G_{30}$.

С учётом (2) легко получить выражение для выходной мощности: $P_{\text{вых}} = A_0^2 G_n / 2 = P_\phi \cdot p_{\text{вых}}$, где $P_\phi = A_{\text{max}}^2 G_{30} / 2$ – «формально» максимальная мощность АЭ; $p_{\text{вых}}$ – нормированная зависимость выходной мощности генератора:

$$p_{\text{вых}} = [1 - g_p + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4] u_{\text{отн}}^2. \quad (3)$$

При этом должны выполняться условия устойчивости режима колебаний [2]: $u_{\text{отн}} \geq [c_g / 2(c_g + 1)]^{1/2}$.

При условии оптимальной связи АГ с нагрузкой мощность $p_{\text{вых}}$ на его выходе максимальна [2]. При этом $u_{\text{отн}}$ имеет следующее значение:

$$u_{\text{max}} = \left\{ [c_g + [3(c_g + 1) + c_g^2]^{1/2}] / 3(c_g + 1) \right\}^{1/2}. \quad (4)$$

Выполнив нормировку зависимости $P_{\text{вых}}(u_{\text{отн}})$ относительно её максимального значения при $u_{\text{отн}} = u_{\text{max}}$ получим: $P_{\text{вых}}(u_{\text{отн}}) = P_0 \times p_n(u_{\text{отн}})$, где $p_n(u_{\text{отн}})$ – нормированная характеристика:

$$p_n(u_{\text{отн}}) = \frac{p_{\text{вых}}(u_{\text{отн}})}{p_{\text{вых}}(u_{\text{max}})} = \frac{[1 + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4]u_{\text{отн}}^2}{[1 + c_g u_{\text{max}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{max}}^4]u_{\text{max}}^2}. \quad (5)$$

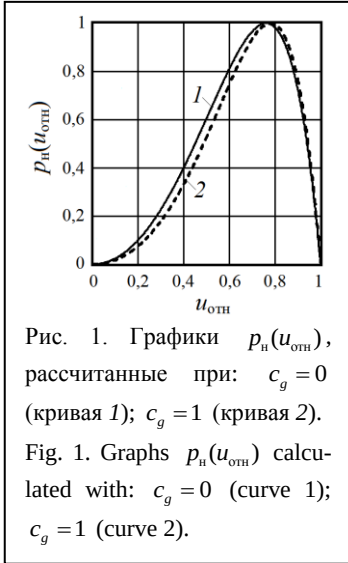


Рис. 1. Графики $p_n(u_{\text{отн}})$, рассчитанные при: $c_g = 0$ (кривая 1); $c_g = 1$ (кривая 2).
Fig. 1. Graphs $p_n(u_{\text{отн}})$ calculated with: $c_g = 0$ (curve 1); $c_g = 1$ (curve 2).

Характеристики $p_n(u_{\text{отн}})$, представленные на рис. 1, рассчитаны при $g_p = 0,01$ и различных значениях коэффициента c_g : $c_g = 0$ (кривая 1) и $c_g = 1$ (кривая 2). Из этого рисунка видно, что при изменении коэффициента жёсткости c_g от мягкой импедансной характеристики АЭ ($c_g = 0$) до жёсткой ($c_g = 1$) характер кривых $p_n(u_{\text{отн}})$ и положение максимума выходной мощности по оси абсцисс сохраняются практически неизменными.

3. Коэффициенты передачи автодинного отклика

Рассмотрим поведение коэффициента автодинного усиления K_a в окрестности положения оптимальной связи АГ с нагрузкой. При этом влиянием неизохронности и неизодромности генератора пренебрегаем ($\gamma = \rho = 0$): $K_a = \eta/\alpha$, где η – кпд колебательной системы генератора:

$$\eta = \frac{1 - g_p + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4}{1 + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4}, \quad (6)$$

α – приведённая крутизна инкремента генератора, характеризующая его чувствительность к изменениям амплитуды колебаний в окрестности стационарного режима [2]:

$$\alpha = -u_{\text{отн}}^2 [c_g - 2(c_g + 1)u_{\text{отн}}^2] / [1 + c_g u_{\text{отн}}^2 - (c_g + 1)u_{\text{отн}}^4], \quad (7)$$

Значение коэффициента автодинного усиления K_a при условии оптимальной связи, когда $u_{\text{отн}} = u_{\text{max}}$, обозначим как K_{a0} . Для связи между текущим значением K_a и найденным аналитически или экспериментально значением K_{a0} , введём нормированную характеристику $k_n(u_{\text{отн}})$:

$$k_n(u_{\text{отн}}) = K_a / K_{a0} = K_a(u_{\text{отн}}) / K_a(u_{\text{max}}). \quad (8)$$



Результаты вычислений согласно (8) с учётом (6), (7) зависимостей $k_n(u_{отн})$ представлены на рис. 2 в виде семейства кривых, полученных при тех же (см. рис.1) значениях коэффициента c_g и $g_p = 0,01$. Исходные данные для этих и последующих расчётов были приняты применительно к генератору на ДГ 8-мм диапазона.

Из графиков рис. 2 видно, что коэффициент автодинного усиления K_a являются монотонной функцией напряжения $u_{отн}$. При вариациях режима в окрестности точки $u_{отн} = u_{max}$ значения коэффициента автодинного усиления K_a могут быть как меньше единицы, так и значительно её превышать, составляя десятки и сотни раз.

4. Шумовые параметры и характеристики автодинов

Амплитудный шум АГ является основным фактором, ограничивающим минимальный уровень обнаруживаемого сигнала и потенциал АСБРЛ. Выражение для относительной мощности амплитудных $q_{ампл}$ шумов АГ при условии $\gamma = \rho = 0$ имеет следующий вид [2]:

$$q_{ампл}(u_{отн}) = kT_{ш} M_{ш} \Delta F / P_0 p_n(u_{отн}) \alpha^2(u_{отн}), \quad (9)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{ш}$, $M_{ш}$ – эквивалентная шумовая температура и мера шума АЭ.

Формула для расчёта энергетического потенциала при регистрации сигнала по изменению амплитуды $\Pi_{ампл}$ колебаний АСБРЛ имеет вид [2]:

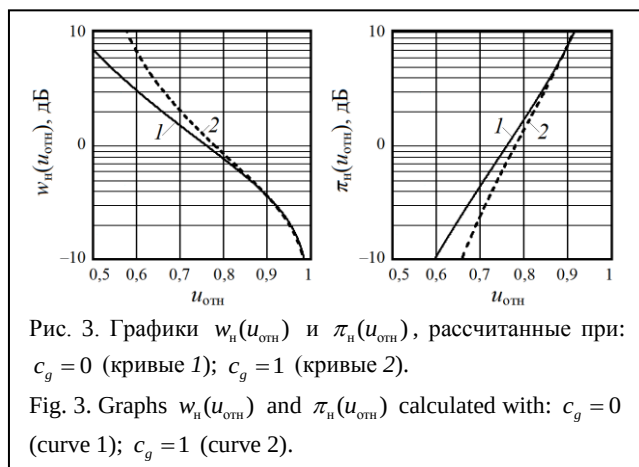
$$\Pi_{ампл}(u_{отн}) = 1 / q_{ампл} = P_0 p_n(u_{отн}) \alpha^2(u_{отн}) / kT_{ш} M_{ш} \Delta F. \quad (10)$$

Значения относительной мощности амплитудных шумов АГ и энергетического потенциала АД при условии оптимальной связи, когда $u_{отн} = u_{max}$, обозначим как $q_{ампл}^{(0)}$ и $\Pi_{ампл}^{(0)}$. Для их связи между собой введём нормированные характеристики $w_n(u_{отн})$ и $\pi_n(u_{отн})$ соответственно:

$$w_n(u_{отн}) = q_{ампл} / q_{ампл}^{(0)} = q_{ампл}(u_{отн}) / q_{ампл}(u_{max}), \quad (11)$$

$$\pi_n(u_{\text{отн}}) = \Pi_{\text{ампл}} / \Pi_{\text{ампл}}^{(0)} = \Pi_{\text{ампл}}(u_{\text{отн}}) / \Pi_{\text{ампл}}(u_{\text{max}}). \quad (12)$$

Результаты вычислений согласно (11) и (12) с учётом (4) – (7) и (9), (10) зависимостей $w_n(u_{\text{отн}})$ и $\pi_n(u_{\text{отн}})$ представлены на рис. 3 в виде семейства графиков при различных значениях c_g . Исходные данные для расчётов следующие: $T_{\text{ш}} = 300$ К; $M_{\text{ш}} = 33$ дБ; $\Delta F = 1$ кГц.



Из графиков рис. 3 хорошо видно, что полученные кривые $w_n(u_{\text{отн}})$ имеют монотонный характер зависимостей. При больших значениях амплитуды колебаний $u_{\text{отн}}$ АГ обеспечивает режим работы с минимальным уровнем амплитудных шумов. При этом характеристики $\pi_n(u_{\text{отн}})$ имеют

обратный характер. Максимальным значениям потенциалов соответствуют минимальные уровни эффективных значений шумов. Данные экспериментальных исследований, представленные в работах [5, 6] на примере АД на ДГ, качественно подтверждают ход полученных выше шумовых характеристик.

5. Заключение

Полученные выражения и графики нормированных характеристик обеспечивают возможность по паспортным данным обычного АГ рассчитать его автодинные параметры и выбрать оптимальный режим работы. При этом показано, что режим наилучшего энергетического потенциала АД отличается от режима оптимальной связи по мощности, а также максимального значения коэффициентов передачи автодинного отклика. Эти результаты являются основой для методики инженерных расчётов АСБРЛ. В основу методики положены результаты ранее проведенных исследований автодинных характеристик СВЧ АГ, выполненных на основе двухполюсных АЭ с мягкой и жёсткой импедансной характеристикой.

Список литературы

- [1] Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and Fluctuation Characteristics of Autodyne Vibration and Displacement Meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014. V. 73. № 19. P. 1727-1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30.
- [2] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A. Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2016, V. 75. № 20. P. 1857-1873. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.
- [3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Signal and Noise Parameters of Autodynes with the Soft Impedance Characteristic of the Active Element (review). *Infocommunications and Radio Technologies*. 2016. V. 1, № 1. P. 29-47.
- [4] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Parameters' Calculation of Autodyne Sensors Taking into Account the Noise of the Power Source. *Telecommun. Radio Engineer*. 2016. V. 75. № 5. P. 441-454. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i5.50.
- [5] Носков В.Я. Об энергетическом потенциале автодинов. 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014). Севастополь: Вебер, 2014. Т. 2. С. 1029-1030.
- [6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Ermak G.P., Fateev A.V., Varavin A.V. The Experimental Studies of the 8-mm Gunn Diode Autodynes. 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16). Kharkov, Ukraine. 2016. E-8. P. 1-2. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538108.

References

- [1] Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and Fluctuation Characteristics of Autodyne Vibration and Displacement Meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014. V. 73. № 19. P. 1727-1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30.
- [2] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A. Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Output, Signal and Noise Parameters of Autodynes with a Rigid Conductance Characteristic of an Active Element. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2016, V. 75. № 20. P. 1857-1873. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.60.
- [3] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M., Chupahin A.P. Signal and Noise Parameters of Autodynes with the Soft Impedance Characteristic of the Active Element (review) // *Infocommunications and Radio Technologies*. 2016. V. 1, № 1. P. 29-47.
- [4] Noskov V.Ya., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Parameters' Calculation of Autodyne Sensors Taking into Account the Noise of the Power Source. *Telecommun. Radio Engineer*. 2016. V. 75. № 5. P. 441-454. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i5.50.
- [5] Noskov V.Ya. About an Energy Potential of Autodynes // 24-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". Sevastopol: Weber. 2014. V. 2. P. 1029-1030. DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959745.
- [6] Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P., Ermak G.P., Fateev A.V., Varavin A.V. The Experimental Studies of the 8-mm Gunn Diode Autodynes. 9-th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16). Kharkov, Ukraine. 2016. E-8. P. 1-2. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538108.

Анализ возможности увеличения чувствительности датчика влажности при помощи слоистых акустических структур

Кузнецова И. Е., Кузнецова А.С.

¹ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, Москва
kuziren@yandex.ru

Аннотация: В работе проведен теоретический анализ различных акусто-электронных структур, которые могут явиться основой для более чувствительных датчиков влажности. Были исследованы волны Сезава в структурах пленка AlN или пленка ZnO на кремнии в присутствии и отсутствии на их поверхности пленки оксида графена (ГО). В результате было показано, что относительное изменение скорости волны Сезава в структуре «пленка ГО – пленка ZnO – Si» при влажности 57% составляет -0.2%, а для симметричной волны Лэмба в структуре «пленка ГО – $128\text{YX}+90\text{LiNbO}_3$ » эта величина равна 0.03%.

Ключевые слова: датчик влажности, волны Сезава, пленки оксида графена.

1. Введение

Разработка датчиков для контроля влажности окружающей среды является важной научно-технической задачей во многих отраслях науки и техники. Подобные датчики могут использоваться на объектах культурной ценности, в производственных помещениях, на транспорте, в системе «умный дом», робототехнике и т.д. Существует большое количество датчиков влажности, реализованных на различных физических принципах [1]. Это резистивные [2, 3], кондуктометрические [4], акустические [5, 6], емкостные [7, 8] и т.д. Для их создания предлагают использовать различные материалы, свойства которых (сопротивление, проводимость, вязкость, плотность и т.д.) меняются в присутствии паров воды [1]. Следует отметить, что увеличение чувствительности, избирательности, стабильности, уменьшение времени срабатывания, расширение функциональных возможностей данных сенсоров является по-прежнему актуальной задачей. Именно с этим связано появление публикаций, предлагающих для разработки данного типа датчиков новые газочувствительные пленки. В последнее время внимание исследователей привлекли графеновые и графеносодержащие материалы, которые благодаря своим уникальным свойствам могут использоваться в качестве чувствительных слоев для различного типа химических датчиков [9, 10]. Это связано с возможностью измене-

ния ширины запрещенной зоны этих материалов путем модификации их поверхности различными лигандными группами. Недавно появились работы, посвященные разработке акустических датчиков влажности на основе графенсодержащих материалов [11-15]. Для их реализации предлагается использовать кварцевые резонаторы [11-13], поверхностные акустические волны (ПАВ) [14, 15], волны Лэмба [16]. В данных работах в качестве чувствительного слоя датчика к парам воды предложено использовать пленки оксида графена. В работе [17] описан датчик влажности, основанный на $128\text{YX}+90\text{ LiNbO}_3$ пластине, в которой распространяется волна Лэмба высшего порядка с рабочей частотой 23МГц с чувствительным слоем оксида графена (ГО). Созданный датчик характеризуется рекордной чувствительностью к низким концентрациям паров воды. Пороговое значение влажности (RH), при котором срабатывает датчик, составляет величину 0.03% .

Цель настоящей работы – исследование возможности увеличения чувствительности датчика влажности путем использования волн Сезава в структуре «пленка ГО – пленка ZnO – Si».

2. Исследуемые структуры и полученные результаты

Анализ проводился для двух типов структур, представленных на рис.1а,б.

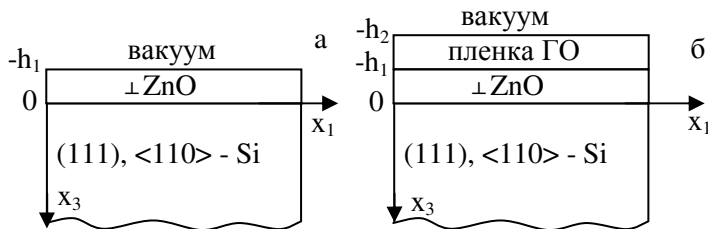


Рис. 1. Геометрия рассматриваемых структур.

Волна распространяется вдоль оси x_1 рассматриваемой структуры. Мы рассматриваем двумерную задачу и поэтому все механические и электрические переменные считаются постоянными в направлении оси x_2 . Для решения задачи запишем уравнение движения, уравнение Лапласа и материальные уравнения для непьезоэлектрических (Si и пленка ГО) и пьезоэлектрической сред [18]:

$$\rho^{Si, \Gamma O, ZnO} \partial^2 U_i / \partial t^2 = \partial T_{ij} / \partial x_j, \quad \partial D_j / \partial x_j = 0 \quad (1)$$

$$T_{ij}^{Si, \Gamma O} = C_{ijkl}^{Si, \Gamma O} \partial U_l / \partial x_k, \quad D_j^{Si, \Gamma O} = -\varepsilon_{jk}^{Si, \Gamma O} \partial \Phi / \partial x_k \quad (3)$$

$$T_{ij}^{ZnO} = C_{ijkl}^{ZnO} \partial U_l / \partial x_k + e_{kij}^{ZnO} \partial \Phi / \partial x_k, \quad (4)$$

$$D_j^{ZnO} = -\varepsilon_{jk}^{ZnO} \partial \Phi / \partial x_k + e_{jlk}^{ZnO} \partial U_l / \partial x_k \quad (5)$$

Здесь U_i - компонента механического смещения частиц, t - время, T_{ij} - компонента тензора механического напряжения, x_j - координаты, D_j - компонента вектора электрической индукции, Φ - электрический потенциал, ρ , C_{ijkl} , e_{ikl} , и ε_{jk} - плотность, упругие, пьезоэлектрические и диэлектрические постоянные материала, соответственно. Индексы ZnO, Si, ΓO обозначают величины, соответствующие различным материалам.

За пределами пластины в областях $x_3 < -h_1$ и $x_3 < -h_2$ электрическая индукция должна удовлетворять уравнению Лапласа:

$$\partial D_j^V / \partial x_j = 0, \quad (3)$$

где $D_j^V = -\varepsilon_0 \partial \Phi^V / \partial x_j$. Здесь индекс v обозначает величины, относящиеся к вакууму, а ε_0 - диэлектрическая постоянная вакуума.

Волна Сезава, распространяющаяся в исследуемых структурах, должна также удовлетворять механическим и электрическим граничным условиям. Для структуры на рис.1а эти условия имеют следующий вид:

$$x_3=0: \quad T_{3j}^{Si} = T_{3j}^{ZnO}, \quad \Phi^{Si} = \Phi^{ZnO}; \quad D_3^{Si} = D_3^{ZnO}. \quad (4)$$

$$x_3=-h_1: \quad T_{3j}^{ZnO} = 0, \quad \Phi^{ZnO} = \Phi^V; \quad D_3^{ZnO} = D_3^V. \quad (5)$$

Для структуры на рис.1б граничные условия будут выглядеть следующим образом:

$$x_3=-h_1: \quad T_{3j}^{ZnO} = T_{3j}^{\Gamma O}, \quad \Phi^{ZnO} = \Phi^{\Gamma O}; \quad D_3^{ZnO} = D_3^{\Gamma O} \quad (6)$$

$$x_3=-h_2: \quad T_{3j}^{\Gamma O} = 0, \quad \Phi^{\Gamma O} = \Phi^V; \quad D_3^{\Gamma O} = D_3^V. \quad (7)$$

Материальные постоянные для использованных материалов были взяты из [19].

При расчетах использовались следующие кристаллографические ориентации материалов [19]: (111), <110>-Si (углы Эйлера 135° , 0° , 54.735°) и ZnO (углы Эйлера 0° , 0° , 0°). В качестве модулей упругости, плотности и

диэлектрической проницаемости пленки ГО использовались данные, полученные ранее при различных значениях влажности в работе (углы Эйлера $0^0, 0^0, 0^0$) [17].

В результате было показано, что относительное изменение скорости волны Сезава в структуре «пленка ГО – пленка ZnO – Si» при влажности 57% составляет -0.2%, а для симметричной волны Лэмба в структуре «пленка ГО – 128YX+90 ниобат лития эта величина равна 0.03%.

Таким образом, можно сделать вывод, что использование слоистой структуры и волны Сезава приводит к большему изменению скорости акустической волны, чем в случае волны Лэмба высшего порядка [17].

3. Заключение

Таким образом, в работе на примере слоистой структуры «пленка ГО – пленка ZnO – Si» численно исследовано влияние влажности на скорость акустической волны Сезава. Было обнаружено, что относительное изменение скорости волны Сезава в структуре «пленка ГО – пленка ZnO – Si» при влажности 57% составляет -0.2%, а для симметричной волны Лэмба в структуре «пленка ГО – 128YX+90 ниобат лития эта величина равна 0.03%. Следовательно можно сделать вывод, что использование слоистой структуры и волны Сезава приводит к большему изменению скорости акустической волны, чем в случае волны Лэмба высшего порядка

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований гранта РФФИ № 17-07-00750.

Список литературы

- [1] Adler E.L., Slaboszewics J.K., Farnell G.W., Jen C.K. IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr. 1990. V. 37. № 3. P. 215-220.
- [2] Adler E.L. IEEE Trans. on Ultrason, Ferroelect., Freq. Contr. 1990. V. 37. № 6. P.485-490.
- [3] Slobodnik A.J., Jr., Conway E.D., Delmonico R.T. Microwave Acoustic Handbook. 1973. AFCRL-TR-73-0597.
- [1] Lee C., Lee G. Sens. Lett. 2005. V.3. P.1-15.
- [2] Cho N.-B., Lim T.-H., Jeon Y.-M., Gong M.-S. Macromol. Res. 2008. V.16. #2. P.149-154.
- [3] Pustelny T., Setkiewicz M., Drewniak S., Maciak E., Stolarczyk A., Procek M., Urbanczyk M., Gut K., Opilski Z., Pasternak I., Strupinski W. Acta Phys. Polon. A. 2012. V.122. # 5. P. 870-873.
- [4] Barkauskas J. Talanta. 1997. V. 44. #6. P. 1107-1112.

- [5] Caliendo C., Verona E., Anisimkin V.I. *Smart Mater. Struct.* 1997. V.6. P.707.
- [6] Penza M., Anisimkin V.I. *Sens. & Act. A.* 1999. V.76. P.162-166.
- [7] Narimani K., Nayeri F.D., Kolaheidou M., Ebrahimi P. *Sens. and Act. B.* 2016. V.224. P. 338-343.
- [8] Bi H., Yin K., Ji J., Wan S., Sun L., Terrones M., Dresselhaus M.S. *Sci. Rep.* 2013. V.3. P.2714.
- [9] Zhu M., Li X. *Carbon.* 2015. V.84. P.138–145.
- [10] Liu Y., Dong X., Chen P. *Chem. Soc. Rev.* 2012. V. 41. P.2283-2307.
- [11] Yao Y., Chen X., Guo H., Wu Z., Li X. *Appl. Surf. Sci.* 2011. V.257. P.7778-7782.
- [12] Yuan Z., Tai H., Ye Z., Liu C., Xie G., Du X., Jiang Y. *Sens. and Act. B.* 2016. V.234. P.145-154.
- [13] Yao Y., Xue Y. *Sens. and Act. B.* 2016. V.222. P.755-762.
- [14] Xuan W., He M., Meng N., He X., Wang W., Chen J., Shi T., Hasan T., Xu Z., Xu Y., Luo J. *Sci. Rep.* 2014. V.4. P.7206.
- [15] Balashov S.M., Balashova O.V., Filho A. P., Bazetto M.C.Q., de Almeida M.G. *ECS Trans.* 2012. V.49. P.445-450.
- [16] Xuan W., He X., Chen J., Wang W., Wang X., Xu Y., Xu Z., Fu Y.Q., Luo J.K. *Nanoscale.* 2015. V.7. P.7430-7436.
- [17] Kuznetsova I.E., Anisimkin V.I., Gubin S.P., Tkachev S.V., Kolesov V.V., Kashin V.V., Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Verona E., Sun S. *Ultrasonics.* 2017. V.81. #11. P.135-139
- [18] B.A. Auld, *Acoustic fields and waves in solids.* Vol.2. New York: Wiley, 1973.
- [19] Slobodnik A.J., Jr., Conway E.D., Delmonico R.T. *Microwave Acoustic Handbook.* 1973. AFCRL-TR-73-0597.

Определения характеристик турбулентности атмосферы в трехмерном массиве данных радионавигационной системы

Гусев А.В., Никитин Д.А., Прозоров А.М.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России

Б. Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

prozanton@gmail.com

Аннотация: Обзор методов обнаружения турбулентностей атмосферы. Рассматривается гипотеза определения характеристик турбулентности в трехмерном массиве аэрологических данных с фоновыми шумами на основе дискретного дифференциального оператора Собеля. Представлены результаты математического моделирования метода на экспериментальных данных о положении зонда в пространстве полученных с радионавигационной системы радиозондирования атмосферы.

Ключевые слова: турбулентность атмосферы, радиозонд, зондирование атмосферы, оператор Собеля.

1. Введение

Определение характеристик турбулентности атмосферы широко используются для целей синоптического прогноза, что, в свою очередь, имеют важное значение в различных областях техники. Например, при подготовке к запуску ракет. Измерение характеристик турбулентности атмосферы обычно производится средствами лазерного (лидары) и акустического (содары) зондирования. В этом случае для их определения используются временные ряды вертикальных профилей вектора скорости ветра. Также турбулентность в атмосфере определяют по профилям температуры и давления, полученным со стандартных радиозондов, с использованием анализ Торпа [3]. В работе [1] производилось сравнение данных полученных с помощью лидара и радиозонда, которые показали возможность применения данного метода.

Под турбулентностью атмосферы понимают хаотические и неупорядоченные перемещения объемов воздуха. В зависимости от их масштабов турбулентности бывают различных величин. Скорость перемещения и

объемов воздуха может быть представлена как результат наложения колебаний скорости потока на среднее её движение:

$$u = \bar{u} + u', \quad (1)$$

где u' – это вихревая скорость, а $\bar{u}$ – средняя скорость.

Одной из основных причин возникновения турбулентностей воздушных течений в атмосферы является контраста в скорости ветра (фактически u'). В данной работе произведена попытка выделения контраста скорости при помощи оператора Собеля.

2. Метод определения турбулентностей

Предлагаемый метод основан на дифференциальном операторе Собеля. Он представляет из себя:

$$\Delta x = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \Delta y = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Оператор позволяет определить вероятность того, находится ли текущая точка на границе изменения параметра. Оператор использует ядро 3×3 , с которым сворачивает исходные данные для вычисления приближённых значений производных по горизонтали или по вертикали. Поскольку в рассматриваемом методе массив данных имеет линейную структуру, то используется свертка проходит по горизонтали.

Области турбулентности определяются по критическим точкам полученных временных реализаций. В качестве критических точек выбираются локальные максимумы, поскольку именно в этих точках вероятность граничного (резкого изменения) параметра максимальна.

3. Моделирование метода

Моделирование метода, описанного в предыдущем разделе, производилось в системе Matlab. В качестве исходных данных при его опробовании использовалась телеметрия, полученная с системы радиозондирования «Полус» с реальных пусков радиозонда. Для определения турбулентности использовалась информация о положении радиозонда в пространстве во временной области. Результаты обработки с отмеченными реперными представлены на рисунке 1.

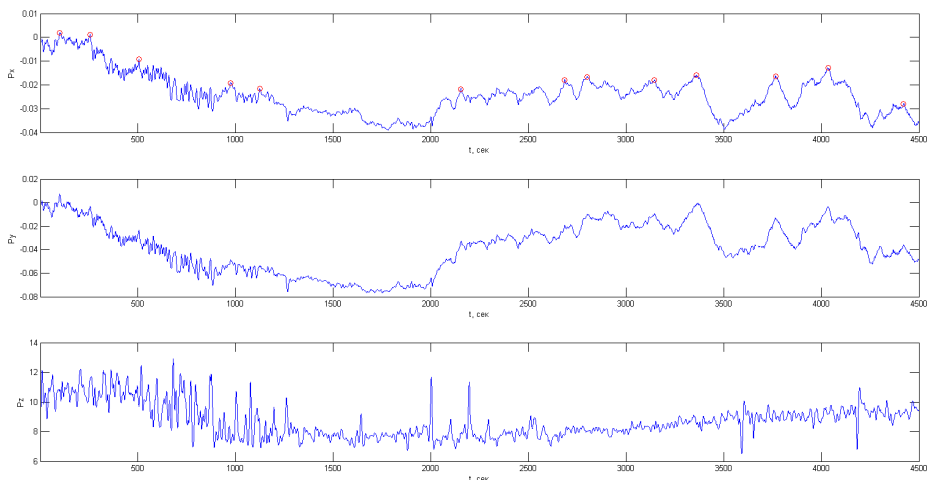


Рис. 1. Временные реализации по координатам

Каждая из найденных реперных точек нуждается в дополнительной проверке. Для этого может быть использован, например, метод из [1]. На рисунке 2 представлено изменение давления и температуры от времени полёта зонда. График давления идеальный, так как его величина в системе, от которой были получены данные, является расчётной величиной, прямого измерения её не производится. Остается возможность проверки параметров только по величине температуры. В турбулентности происходит изменение энергии, поэтому в этих точках также должны меняться температура и давление.

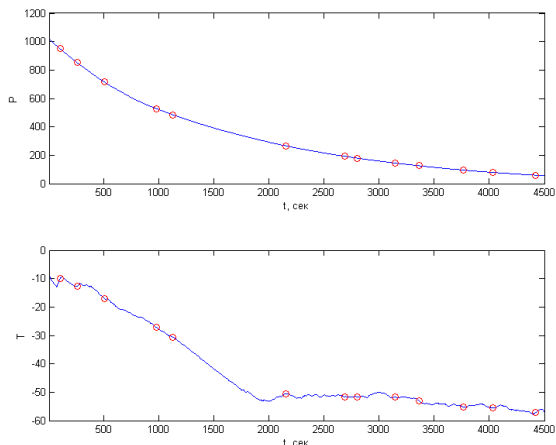


Рис. 2. Изменения температуры и влажности во время полёта

Те же самые точки, что были определены с помощью предложенного метода, отмечены на графиках температуры и влажности. Видно, что в большинстве из них происходит резкое изменение температуры, что в свою очередь говорит о том, что в этих точка происходит резкое изменение энергий и указывает на наличие возмущений атмосферы.

4. Заключение

Таким образом, в работе предложен метод определения турбулентностей, который позволяет определить наличие возмущений атмосферы в трехмерном массиве данных радионавигационной системы. Данный метод нуждается в дальнейшей опробации на более массивном массиве данных с их совмещением с метеорологическими данными других комплексов. Помимо этого для более точного определения возмущений в атмосфере, возможно, необходимо сделать более легкий подвесной зонд и использовать данные с акселерометра для более детального отслеживания колебаний в атмосфере.

Список литературы

- [1] A. Schneider, M. Gerding, and F.-J. Lübken. Comparing turbulent parameters obtained from LITOS and radiosonde measurements // *Atmos. Chem. Phys.*, 15, 2015, P.2159–2166.
- [2] B. Boba Stankov, Earl E. Gossard, Bob L. Weber, Richard J. Lataitis, Allen B. White, Daniel E. Wolfe, David C. Welsh, and Richard G. Strauch. Humidity Gradient Profiles from Wind Profiling Radars Using the NOAA/ETL Advanced Signal Processing System (SPS) // *Oceanic Technology*. – N 20, 2003, P.3–20.
- [3] R. Wilson, F. Dalaudier, H. Luce. Can one detect small-scale turbulence from standard meteorological radiosondes? // *Atmos.Meas.Tech*, 4, 2011, P.795–804.

Autodyne Motion Short Range Sensor

Shirokov I.B., Azarov A.A., Kuzmin A.S., Shevchenko K.D.

Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

shirokov@ieee.com

Abstract: The design and operation of an autodyne proximity sensor is considered. The autodyne system generator is constructed using a microstrip antenna as an open oscillation system of the device. At two points, the microstrip antenna is connected to the source and the source of the field-effect transistor. The central part of the microstrip antenna is connected to the common wire. The connection of the transistor and microstrip antenna is equivalent to the Hartley generator system (inductive three-point). In the drain circuit of the FET, the useful signal of the motion sensor is picked up. The motion sensor has a certain ease of implementation, while it allows registering moving objects at a distance of several tens of meters.

Keywords: autodyne system, microstrip antenna, Hartley generator, field-effect transistor.

Автодинный датчик движения ближнего радиуса действия

Широков И. Б., Азаров А. А., Кузьмин А. С., Шевченко К. Д.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

shirokov@ieee.com

Аннотация: Рассматривается конструкция и работа автодинного датчика движения ближнего радиуса действия. Генератор автодинной системы построен с использованием микрополосковой антенны в качестве открытой колебательной системы устройства. В двух точках микрополосковая антенна подключена к затвору и истоку полевого транзистора. Центральная часть микрополосковой антенны соединена с общим проводом. Соединение транзистора и микрополосковой антенны эквивалентно генераторной системе Хартли (индуктивная трехточка). В цепи стока полевого транзистора снимается полезный сигнал датчика движения. Датчик движения обладает известной простотой реализации при том, что позволяет регистрировать движущиеся объекты на расстоянии нескольких десятков метров.

Ключевые слова: автодинная система, микрополосковая антенна, генератор Хартли, полевой транзистор.

1. Введение

Достаточно часто возникает проблема определять наличие движения объектов на контролируемой территории. Причем расстояние функционирования датчика может быть небольшим и не превышать десятка метров. При этом вопрос цены датчика движения может стать определяющим при выборе той или иной конструкции изделия.

Для этих целей нашли широкое применение автодинные датчики движения [1]. Наиболее общим параметром, характеризующим возможности автодинов, как приёмо-передающих устройств, является их предельный энергетический потенциал (далее, просто потенциал), определяемый как отношение выходной мощности к уровню собственных шумов в заданной полосе частот [2]. Именно он определяет дальность функционирования датчика.

В докладе рассматривается работа простейшего автодинного датчика движения ближнего радиуса действия. Стоимость описываемого датчика движения является минимально возможной.

2. Описание датчика

Генератор автодинной системы построен с использованием микрополосковой антенны. Микрополосковые антенны характеризуются малыми габаритами и массой, низкой стоимостью и легко встраиваются практически в любые конструктивные единицы радиотехнических изделий, являясь, по сути дела, частью их корпуса [3].

В представляемой конструкции микрополосковая антенна является частью колебательной системы автодина. Автодинный датчик образован простым подключением высокочастотного полевого транзистора непосредственно к двум точкам микрополосковой антенны. Такое решение позволяет избежать проблем согласования излучающей структуры и собственно высокочастотного генератора. Фидер антенны отсутствует, и термин «входное полное сопротивление антенны» в этом случае отсутствует также. Упрощенная схема автодинного датчика движения показана на рис. 1 [4]. Внешний вид датчика показан на рис. 2.

Автодинный датчик состоит из микрополосковой антенны 1, расположенной на диэлектрической подложке 2 и экранирующей пластины 3. Полевой транзистор с блокировочным конденсатором, микрополосковой антенной на диэлектрической подложке с экранирующей пластиной образуют автодинный генератор микроволновых колебаний, который начинает

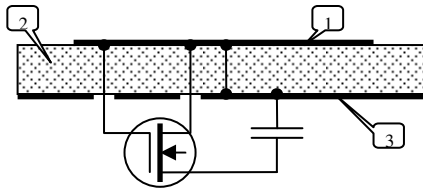


Рис. 1 Упрощенная схема автодинного датчика

Fig.1 Simplified schematic diagram of autodyne sensor

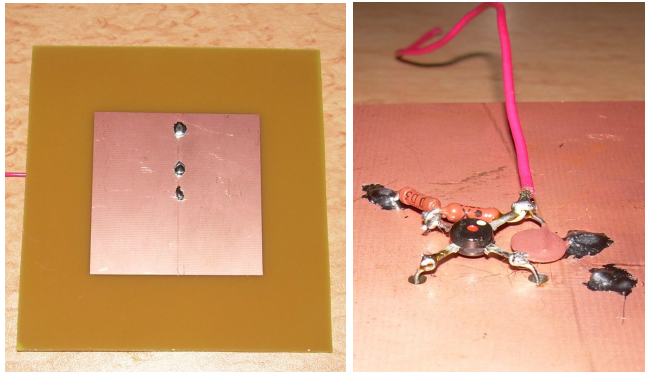


Рис. 2 Внешний вид автодинного датчика

Fig.2 Appearance of autodyne sensor

генерировать колебания при подаче на сток транзистора напряжения постоянного тока. Автодинный генератор — это генератор с открытой колебательной системой, способной излучать и принимать электромагнитные колебания одновременно. При этом микрополосковая антенна, диэлектрическая подложка и экранирующая пластина образуют колебательную систему генератора, к которой активный элемент — транзистор подключен по схеме эквивалентной индуктивной трехточки через выводы микрополосковой антенны. Блокировочный конденсатор обеспечивает соединение стока полевого транзистора на высокой частоте колебаний с общим проводом, обеспечивая тем самым условие генерации колебаний. Первый вывод микрополосковой антенны, соединенный с экранирующей пластиной и с общим проводом, обеспечивает замыкание цепи по постоянному току, подавая тем самым напряжение питания на исток транзистора. Это замыкание микрополосковой антенны на общий провод через её первый вывод

не оказывает никакого влияния на микроволновую резонансную цепь или колебательную систему автодинного генератора, поскольку этот вывод находится в центре микрополосковой антенны и при резонансе амплитуда напряжения микроволновых колебаний в этой точке колебательной системы равна нулю. Через второй и третий выводы микрополосковой антенны обеспечивается автотрансформаторная положительная обратная связь, обуславливающая возникновение микроволновых колебаний, частота которых определяется линейными размерами микрополосковой антенны. В первом приближении, без учета краевых эффектов и эффективной диэлектрической проницаемости подложки, частоту колебаний можно определить по следующей формуле

$$f = \frac{c}{2w\sqrt{\epsilon}},$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме, w — длина микрополосковой антенны, по оси которой располагаются ее три вывода, ϵ — диэлектрическая проницаемость подложки. Реальное значение частоты колебаний немного выше и зависит, кроме этого, от толщины диэлектрической подложки, толщины металлического слоя микрополосковой антенны, от вносимых в резонансную цепь транзистором реактивностей, близости к микрополосковой антенне других металлических и диэлектрических предметов. Однако это влияние невелико и на расстоянии нескольких сантиметров уже не сказывается. Для примера, на рис. 3 показана реальная, экспериментально снятая зависимость частоты генерации датчика от близости к нему человеческого тела.

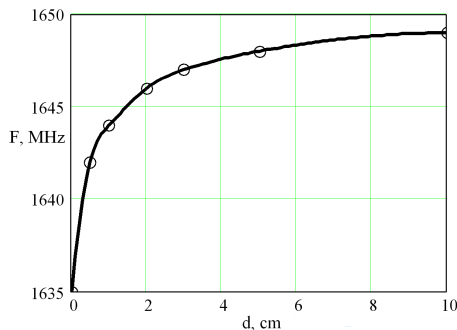


Рис. 3 Зависимость частот генерации от близости человеческого тела

Fig.3 The dependence of oscillator frequency from human body proximity

При возбуждении автодинного генератора он через микрополосковую антенну начинает эффективно излучать микроволновые колебания в направлении контролируемых объектов. Мощность этих колебаний невелика, может не превышать 5 мВт. Отразившись от объекта, микроволновые колебания вновь улавливаются микрополосковой антенной и складываются с собственными колебаниями автодинного генератора, вызывая тем самым изменение протекающего через транзистор тока. Датчик тока (обычное сопротивление), подключенный к стоку транзистора, позволяет регистрировать эти изменения тока.

Отраженные от объекта микроволновые колебания изменяются по амплитуде и фазе по мере движения объекта. Таким образом, ток потребления питания транзистора автодинного генератора модулирован движением контролируемого объекта.

Для выделения полезной составляющей тока генераторной системы, определяющей наличие движения объектов вблизи автодина, используется хорошо зарекомендовавшее себя схемотехническое решение [5].

На рис. 4. показана принципиальная схема автодинного датчика движения малого радиуса действия.

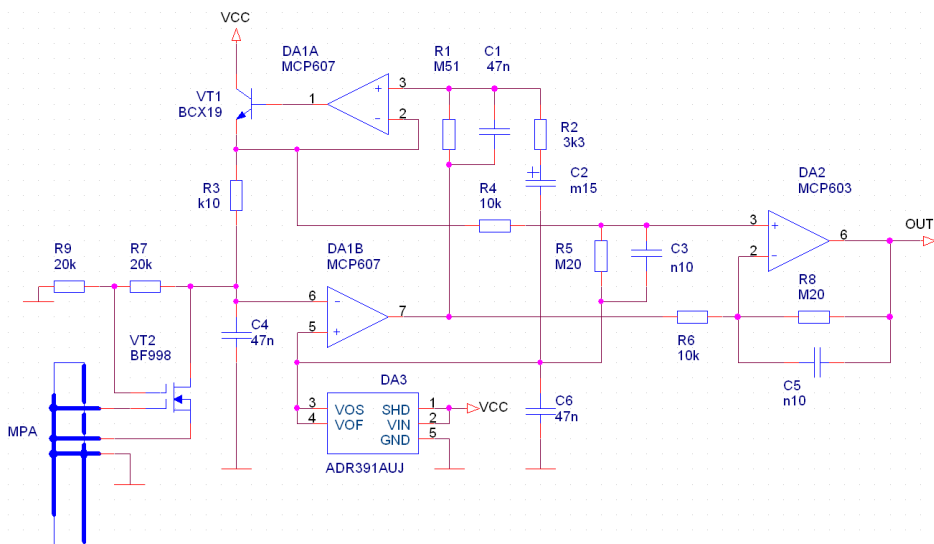


Рис. 4 Принципиальная схема автодинного датчика

Fig. 4 Schematic diagram of autodyne sensor

Разработанный датчик уверенно регистрирует движущиеся объекты на расстоянии десятка метров. Для понимания уровня чувствительности датчика движения, на рис. 5 показан реальный периодический сигнал, появляющийся на выходе датчика движения, при направлении его на тело человека в район сонной артерии с расстояния нескольких сантиметров.

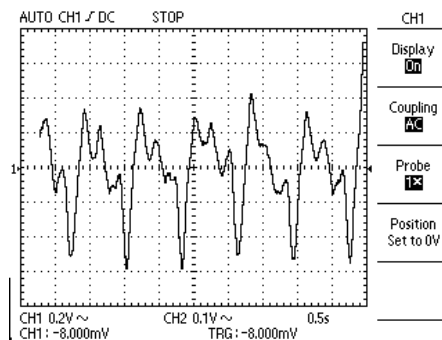


Рис. 4 Выходной сигнал автодинного датчика

Fig. 4 Output signal of autodyne sensor

При видимом отсутствии каких либо перемещений на теле человека, уровень выходного сигнала достигает величины 0,8 В.

4. Заключение

Таким образом, в работе описана конструкция и работа автодинного датчика движения. Рабочая частота датчика составила около 1,5 ГГц. Мощность излучения около 5 мВт. Указанные параметры частоты и мощности позволили применить в автодинном датчике популярный транзистор BF998 (российский аналог КП327), обеспечив тем самым предельно низкую стоимость реализации устройства.

Реализуемая низкая мощность излучения датчика позволяет его использовать не получая каких либо разрешительных документов в надзорных органах.

Указанный датчик движения можно применить практически во всех сферах человеческой жизни. В частности, описанный датчик будет применен в качестве аварийного датчика приближения при организации автоматического причаливания роботизированного судна.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в ходе выполнения НИР № 5.6208.2017/8.9 в рамках базовой части государственного задания РФ.

Список литературы

- [1] Носков В.Я., Автодинная радиоблокировка 8-мм диапазона для проведения баллистических испытаний. IEEE Матер. 23-й Международной Конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо`13). 9-13 сентября, Севастополь, Крым, Украина, С. 1041
- [2] Носков В.Я. Об энергетическом потенциале автодина. ЕЕЕ Матер. 24-й Международной Конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо`14). 7-13 сентября, Севастополь, Крым, Украина, С. 1029 – 1030.
- [3] Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь, 1986. — 144 с.
- [4] Патент на изобретение № 2584971, Россия. МПК А61В 5/02, Е21F 11/00, Н04В 5/00. Широков И. Б. Датчик перманентного контроля сердечного ритма шахтера. Опул. 20.05.2016, Бюл. № 14.
- [5] Носков В.Я., Смольский С.М. Схемы регистрации автодинного сигнала генераторов на диодах Ганна. IEEE Матер. 19-й Международной Конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо`09). 14-18 сентября, Севастополь, Крым, Украина, С. 809-812

References

- [1] Noskov V. Ya. “Autodyne 8-mm wave length range radioblock system for ballistic tests,” IEEE 24th Int. Crimean Con. “Microwave & Telecommunication Technology,” 2013, P. 1041.
- [2] Noskov V. Ya. “About an energy potential of autodynes,” IEEE 24th Int. Crimean Con. “Microwave & Telecommunication Technology,” Sept, 2014, P. 1029-1030.
- [3] Panchenko B.A., Nefedov E.I. Microstrip antennas // M.: Radio and Communications, 1986. — 144 p. (In Russian)
- [4] Pat. # 2584971, Russia. IPC A61B 5/02, E21F 11/00, H04B 5/00. Shirokov I. B. The sensor of permanent control of the heart rhythm of a miner. Pub. 20.05.2016, Bul. # 14.
- [5] Noskov V.Ya., Smolsky S.M. Devices for autodyne signals registration in Gunn diode oscillators. IEEE Proc. 19 th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technologies” (CriMiCo`09). September 14-18, Sevastopol, Crimea, Ukraine, P. 809-812.

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.

Device for non-invasive diagnosis of bronchial asthma based on the microwave technologies

¹Semernik I.V., ²Semernik O.E., ¹Dem yanenko A.V., ¹Topalov F.S.,
²Lebedenko A.A.

¹Southern Federal University,
Taganrog, 347922, Russian Federation

²Rostov State Medical University,
Rostov-on-Don, 344022, Russian Federation

Abstract: The problem of designing of new devices for non-invasive diagnosis of bronchial asthma and monitoring of the patient's condition that can be used for people of all age groups is actual. In this paper practical realization of the device for non-invasive diagnosis of bronchial asthma based on investigation of microwave signal propagation through the chest is proposed.

Keywords: bronchopulmonary diseases; bronchial asthma; non-invasive diagnosis; microwave technologies; microwave signals; microwave devices

Устройство диагностики бронхиальной астмы на основе микроволновых технологий

¹Семерник И.В., ²Семерник О.Е.,
¹Демьяненко А.В., ¹Топалов Ф.С., ²Лебеденко А.А.

¹Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
ivsemernik@sfedu.ru

²Ростовский государственный медицинский университет
г. Ростов-на-Дону, 344022, Российская Федерация

Аннотация: Разработка современных устройств, осуществляющих неинвазивную диагностику бронхиальной астмы, а также мониторинг состояния пациента, которые могут быть использованы при обследовании пациентов всех возрастных групп является актуальной задачей. В настоящей работе предлагается практическая реализация устройства неинвазивной диагностики бронхиальной астмы на основе анализа распространения СВЧ-сигнала через грудную клетку.

Ключевые слова: бронхолегочные заболевания, бронхиальная астма, неинвазивная диагностика, СВЧ-технологии, СВЧ-сигналы, СВЧ-устройства

1. Введение

Одной из активно развивающихся областей на стыке медицины и прикладной радиоэлектроники является разработка электронных устройств, предназначенных для мониторинга жизнедеятельности пациента [2] и диагностики заболеваний бронхолегочной системы [3]. В настоящее время большую популярность получили методы диагностики, основанные на использовании радио- и сверхвысокочастотного излучения [5–8], которые обладают высокой степенью информативности, но при этом не подвергают пациента воздействию вредного ионизирующего излучения, что позволяет применять подобные методы при продолжительном наблюдении динамики болезни. При этом не требуется выполнения пациентом дыхательных маневров или иных действий. Данные методы диагностики могут быть реализованы на основе недорогих портативных устройств.

В настоящей работе предлагается конструкция устройства неинвазивной диагностики бронхиальной астмы и определения локализации изменений в бронхолегочной системе на основе исследования особенностей распространения СВЧ-сигнала через грудную клетку человека.

2. Описание устройства диагностики бронхиальной астмы

Для реализации метода диагностики бронхиальной астмы и других заболеваний бронхолегочной системы, предложенного авторами в [12, 13] было разработано портативное устройство, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 1.

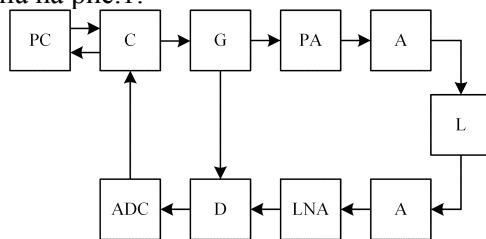


Рис. 1. Структурная схема устройства диагностики бронхиальной астмы

Fig. 1. Block diagram of the device for bronchial asthma diagnosis

Структурная схема устройства диагностики бронхиальной астмы состоит из следующих блоков: компьютер (PC), осуществляющий обработку и визуализацию результатов измерений, блок управления (C), который также осуществляет сбор результатов измерений и отправку их на компьютер для обработки, СВЧ-генератор (G), усилитель мощности (PA), пере-

дающая антенна (А), приемная антенна (А), МЧУ (LNA), измеритель коэффициента ослабления (D) и АЦП (ADC), грудная клетка пациента (L).

СВЧ-генератор формирует синусоидальное напряжение определенной частоты и амплитуды. Для уменьшения отражения зондирующего СВЧ-сигнала от поверхности грудной клетки передающая и приемная антенны выполнены в виде аппликаторов [14, 15]. При этом возможно использование как одиночных аппликаторов, так и матрицы аппликаторов для приема и/или излучения СВЧ-сигнала. В работе для определения координат аппликаторов использовался оптический датчик положения, аналогичный тому, который используется в компьютерной мыши.

3. Экспериментальные результаты

Исследование распространения СВЧ-сигнала через фантом грудной клетки человека проводилось для трех частот зондирующего СВЧ-сигнала: 1150 МГц, 1250 МГц и 1450 МГц, с целью перекрытия оптимального диапазона рабочих частот [1]. В настоящей работе для исследования особенностей распространения СВЧ-сигнала в фантом грудной клетки человека была внесена неоднородность - металлический диск диаметром 100 мм и толщиной 2,5 мм.

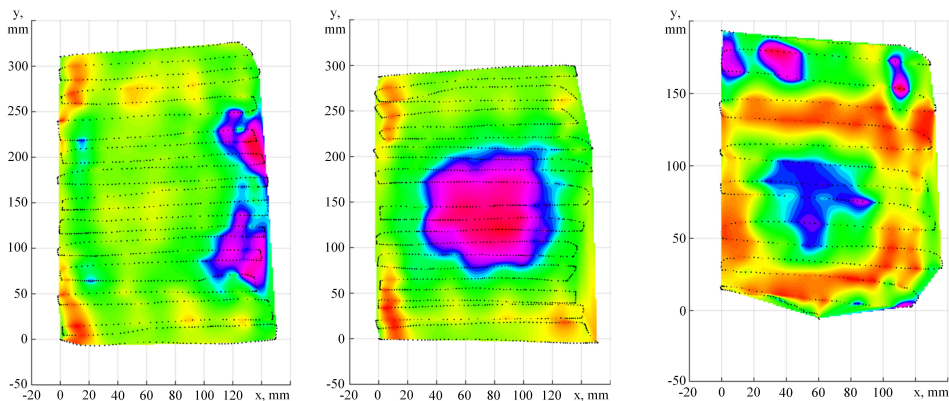


Рис. 2. Коэффициент прохождения при частоте 1150 МГц без неоднородности (слева), при наличии неоднородности и частоте сигнала 1150 МГц (в центре), при наличии неоднородности и частоте сигнала 1250 МГц (справа)

Fig. 2. Transmission coefficient at frequency 1150 MHz without inhomogeneity (left), with inhomogeneity at frequency 1150 MHz (center), with inhomogeneity at frequency 1250 MHz (right)

Из рис.2 видно, что при отсутствии неоднородности в фантоме грудной клетки человека коэффициент прохождения СВЧ-сигнала с частотой 1150 МГц достаточно равномерен. Повышение частоты зондирующего СВЧ-сигнала приводит к большему влиянию неоднородности фантома грудной клетки человека на результаты измерения коэффициента прохождения СВЧ-сигнала.

При частоте зондирующего СВЧ-сигнала 1150 МГц форма и размера неоднородности отчетливо отображается на результатах сканирования. Следует отметить, что коэффициент прохождения СВЧ-сигнала через область фантома грудной клетки человека, в которой расположена неоднородность, выше, чем через свободную область фантома. При частоте зондирующего СВЧ-сигнала 1250 МГц наиболее отчетливо отображаются границы неоднородности.

При сканировании фантома грудной клетки зондирующим СВЧ-сигналом с частотой 1450 МГц металлический диск, практически не обнаруживается.

4. Заключение

Таким образом, в настоящей работе представлена практическая реализация устройства для неинвазивной диагностики бронхиальной астмы. Проведено исследование распространения СВЧ-сигнала через фантом грудной клетки при внесении неоднородности. Показано, что наибольшая вероятность обнаружения неоднородности имеет место при частоте зондирующего СВЧ-сигнала 1150 МГц. При частоте СВЧ-сигнала 1250 МГц наиболее отчетливо отображаются границы неоднородности, по которым можно судить о ее форме и размерах. При этом контраст результатов сканирования достаточен для достоверного обнаружения и локализации неоднородности.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках научного проекта при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований № 16-38-00263 мол а.

Список литературы

[1] N. Celik, R. Agarín, C. Huang, M. F. Iskander, B. W. Berg. Microwave Stethoscope: Development and Benchmarking of a Vital Signs Sensor Using Computer-Controlled Phantoms and Human Studies. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.61, 2014, No. 8, pp. 2341-2349. DOI: 10.1109/TBME.2013.2241763.

[2] S. Ahdi Rezaeieh, A. Zamani, K. S. Bialkowski, A. Mahmoud, A. M. Abbosh. Feasibility of Using Wideband Microwave System for Non-Invasive Detection and Monitoring of Pulmonary Oedema. Scientific Reports, 2015, Vol. 5, pp. 1-11.

[3] I.V. Semernik, A.V. Dem yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497

[4] O.E. Семерник, А.В. Демьяненко, И.В. Семерник, А.А. Лебеденко. Радиочастотное сканирование грудной клетки как метод диагностики бронхиальной астмы у детей. Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – т.58, № 8/2. – с.328-330.

[5] Nuri Celik, Ruthsenne agarin, James Baker, Hyoun-Sun Youn, Magdy F. Iskander. A Noninvasive Microwave Sensor and Signal Processing Technique for Continuous Monitoring of Vital Signs. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, Vol. 10, pp. 286-289.

[6] И.В. Семерник, О.Е. Семерник, А.В. Демьяненко, А.А. Лебеденко. Методика неинвазивной диагностики бронхиальной астмы у пациентов всех возрастных групп на основе микроволновых технологий. Медицинская техника. – 2017, № 2. – С. 35-38

References

[1] N. Celik, R. agarin, . C. Huang, M. F. Iskander, B. W. Berg. Microwave Stethoscope: Development and Benchmarking of a Vital Signs Sensor Using Computer-Controlled Phantoms and Human Studies. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol.61, 2014, No. 8, pp. 2341-2349. DOI: 10.1109/TBME.2013.2241763.

[2] S. Ahdi Rezaeieh, A. Zamani, K. S. Bialkowski, A. Mahmoud, A. M. Abbosh. Feasibility of Using Wideband Microwave System for Non-Invasive Detection and Monitoring of Pulmonary Oedema. Scientific Reports, 2015, Vol. 5, pp. 1-11.

[3] I.V. Semernik, A.V. Dem yanenko, O.E. Semernik, A.A. Lebedenko. Non-invasive method for bronchopulmonary diseases diagnosis in patients of all ages based on the microwave technologies. 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Proceedings, February 01-03, 2017, St. Petersburg, Russia. DOI: 10.1109/EIConRus.2017.7910497

[4] O. E. Semernik, A. V. Dem yanenko, I. V. Semernik, A. A. Lebedenko. Radio-Frequency Scanning of the Chest as a Method of Diagnostics for Bronchial Asthma in Children. Izvestiya vysshyyh uchebnykh zavedeniy. Fizika [Proceedings of the higher educational institutions. Physics]. Vol. 58, 2015, No. 8/2, pp. 328-330. (in Russian)

[5] Nuri Celik, Ruthsenne agarin, James Baker, Hyoun-Sun Youn, Magdy F. Iskander. A Noninvasive Microwave Sensor and Signal Processing Technique for Continuous Monitoring of Vital Signs. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, Vol. 10, pp.286-289.

[6] Semernik I.V., Semernik O.E., Dem yanenko A.V., Lebedenko A.A. Method of non-invasive asthma diagnosis at all age groups patients based on microwave technology. Meditsinskaya tehnika [Biomedical Engineering]. 2017, No. 2, pp. 35-38. (in Russian)

Acknowledgements

The paper was done based on the results of the investigation organized as a part of a scientific project with financial support from the Russian Foundation for Basic Research № 16-38-00263 mol. a.

Measurement of mass of oil products with improved accuracy in reservoirs by radiofrequency method

¹Sovlukov A.S., ²Tereshin V.I.

¹V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences,
Moscow, 117997, Russian Federation
sovlukov@yandex.ru

²Research and Production Company "Technosensor",
Saint-Petersburg, 196128, Russian Federation
technosensor@yandex.ru

Abstract: Radiofrequency method for measurement of mass of oil products with improved accuracy in reservoirs is considered. Concept of an oil product level reduced to standard conditions is introduced. Volume reduced to standard conditions is widely used in trade operations under oil and gas sale and is a mass equivalent value. Oil product level in a reservoir reduced to standard conditions gives ability to calculate mass of an oil product without density measurement. Ability to determine an oil product level reduced to standard conditions with high accuracy, to provide mass measurement of oil products including white oil products, liquefied petroleum gases in reservoirs with an error not more than $\pm 0,4$ % via application of radiofrequency sensors is shown.

Keywords: oil product, liquefied petroleum gas, mass, reservoir, measurement, sensor, radiofrequency.

Измерение массы нефтепродуктов с повышенной точностью в резервуарах с применением радиочастотного метода

¹Совлуков А.С., ²Терешин В.И.

¹Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,
г. Москва, 117997, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

²ООО "Техносенсор", г. Санкт-Петербург, 196128, Российская Федерация
technosensor@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрен радиочастотный метод измерения массы нефтепродуктов в резервуарах с повышенной точностью. Вводится понятие приведенного

к стандартным условиям уровня нефтепродукта в резервуаре. Приведенный к стандартным условиям объем широко используется в торговых операциях при продаже нефти и газа и является эквивалентом массы. Приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродукта в резервуаре позволяет вычислить массу нефтепродукта без измерения плотности. С применением радиочастотных датчиков показана возможность определять приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродуктов с высокой точностью, обеспечить измерение массы нефтепродуктов, включая светлые нефтепродукты, сжиженные углеводородные газы, в резервуарах с погрешностью не более $\pm 0,4\%$.

Ключевые слова: нефтепродукт, сжиженный углеводородный газ, масса, резервуар, измерение, датчик, радиочастотный.

1. Введение

Для измерения массы светлых нефтепродуктов и сжиженных углеводородных газов (СУГ) в резервуарах наиболее часто используется косвенный метод статических измерений, при котором измеряется уровень и плотность, по градуировочной таблице вычисляется объем, масса вычисляется перемножением объема на плотность [1]. Если отойти от необходимости точного измерения плотности, то точность измерений массы можно существенно повысить. Прямой метод статических измерений массы нефтепродуктов, в том числе СУГ, с применением радиочастотных датчиков реализован в системе измерительной СУ-5Д с датчиками ДЖС-7М, гос. реестр СИ № 54787-13 [2]. Выходной параметр такого датчика – масса нефтепродукта в резервуаре, для двухфазных сред (СУГ) – общая масса, в том числе масса газообразной фазы.

Датчик массы нефтепродуктов в резервуаре рассматривается как средство измерения вместе с резервуаром, в котором он находится. Это вызывает существенные неудобства при поверке и калибровке. Первичная поверка выполняется только на объекте. При поверке требуется перекачивать значительные количества нефтепродукта через высокоточный кориолисовый массомер. На крупных объектах значительное количество нефтепродукта может находиться в трубах, необходимо обеспечить полное заполнение труб и отсутствие перетечек в другие резервуары.

2. Приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродукта как определяемый параметр

Чтобы облегчить поверку и калибровку, желательно вместо массы использовать другой параметр, который не зависит от геометрических

размеров резервуара. Такой параметр – приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродукта, который не зависит от изменения плотности нефтепродукта в резервуаре. Датчик измеряет приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродукта, масса нефтепродукта рассчитывается с использованием градуировочной характеристики резервуара. Рассмотрим это техническое решение более подробно.

При вычислении приведенного к стандартным условиям уровня используется зависимость плотности ρ от диэлектрической проницаемости ϵ среды. Выходной сигнал датчика пропорционален уровню жидкости и разности значений ϵ контролируемой среды и вакуума (т.е. приращению диэлектрической проницаемости – величине $\epsilon - 1$). Произведение уровня на плотность – величина, пропорциональная массе или приведенному к стандартным условиям уровню.

Плотности $\rho_{\text{ж}}$, $\rho_{\text{г}}$ диэлектрических жидкостей и газов в первом приближении пропорциональны приращениям $\delta\epsilon_{\text{ж}} = \epsilon_{\text{ж}} - 1$ и $\delta\epsilon_{\text{г}} = \epsilon_{\text{г}} - 1$ их диэлектрических проницаемостей $\epsilon_{\text{ж}}$ и $\epsilon_{\text{г}}$, соответственно. Каждая из величин $\epsilon_{\text{ж}}$, $\epsilon_{\text{г}}$, $\rho_{\text{ж}}$ и $\rho_{\text{г}}$ зависит от температуры, но в уравнении Клаузиуса-Моссоти, описывающем зависимость ρ от ϵ для рассматриваемых здесь неполярных и слабополярных веществ, температура как влияющий параметр отсутствует [3]. Это уравнение Клаузиуса-Моссоти, выражающее точную зависимость ρ от ϵ независимо от температуры описывается так:

$$\rho = [3 \times (\epsilon - 1) / (\epsilon + 2)] \times [m / (4 \times \pi \times N_A \times \alpha)] \quad (1)$$

где m – молекулярная масса; N_A – число Авогадро; α – поляризуемость вещества.

Введем обозначение:

$$J = 3 \times m / (4 \times \pi \times N_A \times \alpha) \quad (2)$$

После подстановки (2) в (1) и преобразования получим:

$$\epsilon - 1 = 3 \times \rho / (J - \rho) \quad (3)$$

Формула (3) показывает связь между $\epsilon - 1$ и ρ независимо от температуры и позволяет обеспечить переход от измерения уровня нефтепродукта к измерению приведенного к стандартным условиям уровня.

3. Измерение массы нефтепродукта с использованием приведенного к стандартным условиям уровня

Масса нефтепродукта в вертикально расположенном цилиндрическом резервуаре есть

$$M = S \times h \times \rho \quad (4)$$

где S – площадь сечения резервуара; h – уровень нефтепродукта в резервуаре; ρ – плотность нефтепродукта.

Введем понятие приведенного к стандартным условиям (температура + 20 °C) уровня:

$$h_{20} = h \times \rho / \rho_{20} \quad (5)$$

где ρ_{20} – плотность нефтепродукта при стандартных условиях (температура + 20 °C); h_{20} – приведенный к стандартным условиям уровень нефтепродукта в резервуаре.

После подстановки значения h из (5) в (4) получим:

$$M = S \times h_{20} \times \rho_{20} \quad (6)$$

В формуле (6) отсутствует плотность нефтепродукта ρ , вместо нее используется константа ρ_{20} .

Таким образом, если датчик обеспечивает измерение приведенного к стандартным условиям уровня, то для вычисления массы информация о плотности ρ не нужна. Приведенный к стандартным условиям уровень h_{20} используется для вычисления массы M . Измеренное значение температуры позволяет при известном измеренном значении приведенного к стандартным условиям уровня вычислить фактическое значение уровня.

4. Средство измерения

Средство измерения – измерительная система СУ-5Д с коаксиальным датчиком ДЖС-7М, включенным в схему автогенератора в качестве его частотозадающего элемента. В электронном блоке системы производится совместная функциональная обработка выходных сигналов всех измерительных каналов для определения количественных параметров СУГ.

Общая масса СУГ и температура измеряются, остальные параметры получают расчетным путем с применением таблиц плотностей для различных компонентных составов СУГ при различных температурах, задаваемого выбором одного из вариантов с градацией содержания пропана в смеси через 10 %. При неправильном выборе варианта состава СУГ общая масса СУГ измеряется корректно (обеспечивается инвариантность к изменению состава), а дополнительные параметры (плотность, уровень, объем) определяются с повышенной погрешностью.

5. Алгоритм работы для однофазных нефтепродуктов в вертикальных цилиндрических резервуарах

Для определенности будем рассматривать измерения массы СУГ в вертикальном резервуаре цилиндрической формы. Для резервуаров иной

формы или (и) располагаемых иным образом, в частности, для горизонтально расположенных цилиндрических резервуаров получаемые результаты пересчитывают с учетом геометрии и расположения резервуаров, не изменяя сущности данного способа измерения.

Рассмотрим алгоритм работы для однофазных нефтепродуктов в вертикальных цилиндрических резервуарах. Приращение C_s электрической емкости датчика есть разность значений этой емкости при наличии в резервуаре жидкости (и, значит, в датчике) и отсутствии ее в нем. Величина C_s пропорциональна погонной емкости C_L датчика, уровню h жидкости и приращению $\varepsilon - 1$ диэлектрической проницаемости ε жидкости:

$$C_s = C_L \times h \times (\varepsilon - 1) \quad (7)$$

Подставив значение $\varepsilon - 1$ из (3) в формулу (7), получим:

$$C_s = C_L \times h \times 3 \times \rho / (J - \rho), \quad (8)$$

а подставив значение h из (5) в (8), будем иметь:

$$C_s = C_L \times h_{20} \times \rho_{20} \times 3 / (J - \rho) \quad (9)$$

Из формулы (9) находим значение h_{20} :

$$h_{20} = [C_s / (C_L \times \rho_{20})] \times [(J - \rho) / 3]; \quad (10)$$

подставив (10) в (6), получим

$$M = S \times [C_s / (C_L \times \rho_{20})] \times [(J - \rho) / 3] \times \rho_{20} \quad (11)$$

После преобразований ρ_{20} в формуле (11) сокращается. Тогда

$$M = S \times (C_s / C_L) \times (J - \rho) / 3 \quad (12)$$

В формуле (12) сомножителями, помимо соотношения C_s / C_L электрических емкостей, содержащего измеряемую датчиком электрическую емкость C_s , являются выражение $(J - \rho) / 3$ и средняя площадь сечения резервуара S .

При определении массы нефтепродукта классическим способом (через уровень и плотность) точность ее измерения не может быть выше, чем точность измерения плотности. При определении массы нефтепродуктов предлагаемым способом (через приведенный уровень) неточность измерения плотности влияет на выражение $(J - \rho) / 3$. Рассмотрим это влияние.

6. Оценка погрешностей измерительной системы для разных нефтепродуктов

В формуле (4) ρ входит сомножителем и непосредственно влияет на точность измерения массы. В формуле (12) сомножителем выступает выражение $(J - \rho) / 3$. Для сжиженных углеводородных газов и большинства светлых нефтепродуктов константа $J = 2,7 \dots 2,95$.

На рис. 1 изображены графики, выражающие дополнительные погрешности δ измерения массы (в процентах) при изменении температуры T и отсутствии коррекции погрешностей. Они фактически соответствуют процентному изменению плотности пропана ρ_{pr} и выражению $(J_{pr} - \rho_{pr})/3$ при изменении температуры (здесь J_{pr} – значение J для пропана). У пропана $J_{pr} = 2,75$, плотность при нормальных условиях $\rho_{pr0} = 0,5297$.

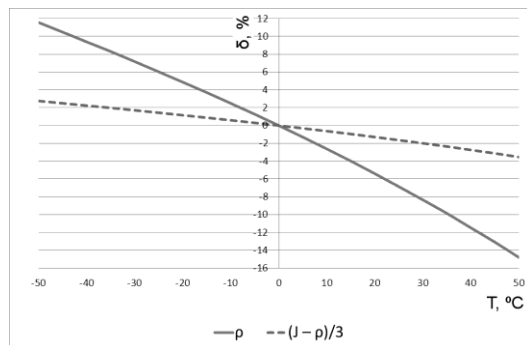


Рис. 1. Зависимость погрешности измерения массы нефтепродукта от температуры.

Fig. 1. Error of oil product mass measurement versus temperature.

При вычислении массы по приведенному к стандартным условиям уровню погрешность от изменения плотности в 4,2 раза меньше, чем при использовании фактического уровня и плотности. В измерительной системе плотность (приведенная к температуре 20 °C) задается по поставочным документам или измеряется с помощью плотномера. Это ее значение необходимо пересчитать с учетом средней температуры продукта в резервуаре, для чего используют датчики температуры. Разность температур в различных точках резервуара может достигать нескольких градусов (при изменении погоды, при кипении и конденсации, при приеме более холодного или более теплого продукта). Разность температур приводит к неточности определения средней температуры продукта, при этом применение более точных датчиков температуры проблему не решает, потому что они не могут быть расположены во всех точках резервуара.

Рассмотрим допустимые неточности определения средней температуры для различных нефтепродуктов при условии обеспечения погрешности измерения массы не более $\pm 0,4 \%$, которая складывается из погрешностей определения вместимости резервуара $\pm 0,25 \%$, уровня $\pm 0,1 \%$ и плотности, на которую остается $\pm 0,3 \%$ при вычислении массы по формуле (4). При ее вычислении по формуле (12) дополнительная погрешность $\pm$

0,3 % возникнет при изменении плотности в 4 раза больше – на $\pm 1,2$ %. Из этих данных видно, что при вычислении массы по приведенному к стандартным условиям уровню погрешность определения среднего значения температуры допускается не более ± 8 °C для бензина, керосина, дизельного топлива, в пределах $\pm 3 \dots \pm 5$ °C для более легких нефтепродуктов (этан, пропан, бутан, изобутан). Технически это легко обеспечить.

7. Заключение

Данные технические решения позволяют обеспечить измерение массы нефтепродуктов, включая СУГ, с погрешностью не более $\pm 0,4$ %.

При измерении массы с использованием приведенного к стандартным условиям уровня требования к точности определения плотности снижаются в 4 раза по сравнению с традиционным подходом, при котором масса вычисляется как произведение объема на плотность. Это позволяет во многих случаях использовать плотность из поставочных документов на нефтепродукт. В 4 раза снижаются требования к точности определения средней температуры нефтепродуктов в резервуаре. Это позволяет использовать меньшее количество датчиков температуры и обеспечить высокую точность при измерении массы СУГ и широкой фракции легких углеводородов (ШФЛУ) при их интенсивном кипении. Появляется возможность во многих случаях повысить точность измерения массы нефтепродуктов, в том числе СУГ, в 1,5 – 3 раза.

Список литературы

- [1] Зоря Е.И., Яковлев А.Л., Ларионов С.В. Определение массы сжиженных углеводородных газов при приеме, хранении и отпуске потребителям. М.: ООО «Издательский дом Недра». 2012. 197 с.
- [2] Совлуков А.С., Терешин В.И. Радиочастотные измерения массы сжиженного углеводородного газа в резервуаре// Датчики и системы. 2012. № 12. С. 41-45.
- [3] Богородицкий Н.П., Волокобинский Ю.М., Воробьев А.А., Тареев Б.М. Теория диэлектриков. М.-Л., Энергия. 1965. 344 с.

References

- [1] Zorja E.I., Yakovlev A.L., Larionov S.V. *Determination of mass of liquefied petroleum gases under receipt, storage and release to consumers*. Moscow, Nedra Publ., 2012. 197 p. (In Russian).
- [2] Sovlukov A.S., Tereshin V.I. [Radiofrequency measurement of mass of liquefied petroleum gas in s reservoir]. *Datchiki i sistemy*, 2012, no 12, pp. 41-45. (In Russian).
- [3] Bogorodizkiy N.P., Volokobinskiy Yu.M., Vorobyov A.A., Tareev B.M. *Theory of dielectrics*. Moscow-St.-Petersburg, Energiya Publ., 1965. 344 p. (In Russian).

Results of initial experiments on high-temperature microwave pyrolysis of peat

Alexander A. Bogdashov¹, Mikhail Yu. Glyavin¹,
²Dmitriy L. Vorozhtcov, Yuri K. Kalynov¹, Tatiana O. Krapivnitskaia^{1,2},
 Sergey V. Kuzikov¹, Nikolai Yu. Peskov¹, Lyudmila L. Semenycheva²

¹ Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences,
 Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation

² Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod.
 Nizhny Novgorod, 603022, Russian Federation
 kto465@yandex.ru

Abstract: The report presents recent results of the experiments on high-temperature peat destruction carried out in collaboration of IAP RAS and University of N. Novgorod. In the current series of the experiment an electrodynamic system of the pyrolysis reactor has been optimized. Possibility of utilization of output combustible gases, liquid fraction and carbonaceous residue was studied. A chromatography-mass spectrometric analysis of pyrolytic gases obtained in a microwave reactor was performed.

Keywords: RF peat pyrolysis, microwave technological complex, high-tech RF processing of materials, powerful microwave radiation, industrial magnetron, gyrotron

Результаты начальных экспериментов по высокотемпературному СВЧ пиролизу торфа

^{1,2}Крапивницкая Т.О., ¹Богдашов А.А., ¹Глявин М.Ю.,
²Ворожцов Д.Л., ¹Калынов Ю.К., ¹Кузиков С.В.,
¹Песков Н.Ю., ²Семенычева Л.Л.

¹Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики
 Российской академии наук (ИПФ РАН)

г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

²Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
 г. Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация

kto465@yandex.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты начальных экспериментальных исследований по высокотемпературной деструкции торфа, проводимых в сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ. В текущей серии экспериментов проведена оптимизация электродинамической системы пиролизного реактора. Проанали-

зирована возможность применения выходных горючих газов, жидкой фракции и углеродистого остатка. Проведен хромато-масс-спектрометрический анализ пиролитических газов, полученных в СВЧ-реакторе.

Ключевые слова: СВЧ пиролиз торфа, микроволновый технологический комплекс, высокотехнологичная СВЧ переработка материалов, мощное микроволновое излучение, магнетрон, гиротрон.

1. Введение

В качестве одного из перспективных промышленных приложений мощного СВЧ излучения в настоящее время рассматривается пиролиз органических веществ и материалов: нефти, угля, торфа, древесины, сельскохозяйственных и промышленных отходов, бытового мусора и др.[1] В зависимости от вида сырья (химического состава) и физико-химических условий протекания реакции (температуры, давления, влажности, степени присутствия кислорода и т.д.) процесс пиролиза имеет специфический характер с выходом различных твердых, жидких и газообразных веществ [2].

Торф – возобновляемый природный биоресурс, который образуется в результате естественного отмирания и неполного распада болотных растений под воздействием биологических процессов в условиях повышенной влажности и недостатка кислорода [3]. Грамотная переработка торфа может сделать важные шаги в решении многих экономических, экологических и ресурсосберегающих проблем, особенно в условиях сокращения и усложнения процессов добычи нефти и других углеводородов.

Исследование возможности переработки торфа методом быстрого пиролиза с получением синтез-газа, а также определение технических и конструктивных параметров СВЧ реактора для реализации данного процесса начато в настоящее время в сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ. Целью работ является создание высокоэффективных экологически чистых технологий переработки биотоплива с высоким выходом горючих газов, пригодных для дальнейшего использования в энергетических установках, а также получения смолистой фракции и углеродистого остатка.

Макет экспериментального СВЧ реактора для пиролиза торфа разработан в ИПФ РАН на основе промышленного 2.46 ГГц / 1 кВт магнетрона. Целью начальных экспериментов является определение оптимальных физических условий протекания реакции пиролиза с целью увеличения выхода горючих компонентов и уменьшения вредных примесей, что должно в перспективе повысить энергоэффективность и экологическую чистоту производств, работающих на базе СВЧ-систем.

2. Экспериментальная установка

Фотография экспериментального стенда для исследования процесса пиролиза торфа при микроволновом нагреве представлена на рис.1. СВЧ реактор запитывался промышленным 2.46 ГГц / 1 кВт магнетроном, имеющим стандартную систему электропитания и дополнительное воздушное охлаждение для длительной непрерывной работы.

Топливо (торф) загружался в контейнер из металлической сетки, который имел воздушный зазор от стенок реактора для уменьшения теплового контакта со стенками и улучшения его прогрева за счет выделяющихся в ходе реакции пиролиза газов. Полученные газы выводились из объема реактора через выходной клапан с механическим затвором и охлаждались в теплообменнике до комнатной температуры.



Рис. 1 Фотография установки для исследования СВЧ-пиролиза торфа: 1 - промышленный 2.46 ГГц / 1 кВт магнетрон; 2 - система сетевого питания; 3 - система воздушного охлаждения магнетрона; 4 - согласующие волноводные элементы; 5 - барьерное окно; 6 - волновод связи; 7 - рабочая камера реактора; 8 - система водяного охлаждения реактора; 9 - термопара; 10 - манометр; 11 - теплообменник для охлаждения выходных газов из реактора.

Fig. 1 Photograph of experimental test facility for RF peat pyrolysis: 1 - industrial magnetron; 2 - power supply system; 3 - air cooling system; 4 - matching waveguides 5 - barrier window; 6 - connection waveguide; 7 - operating camera of the reactor; 8 - water cooling system; 9 - thermoelectric couple; 10 - pressure-gauge; 11 - the heat exchanger for output gases.

Количество выходящего газа измерялось газовым счетчиком. Система выпуска позволяла отбирать часть газа в специальную ловушку для последующего исследования его химического состава. Форвакуумный насос использовался (при необходимости) для работы реактора при давлении, ниже атмосферного [4].

3. Результаты начальных экспериментов

В результате проведенных начальных экспериментов по СВЧ-пиролизу торфа был проанализирован компонентный состав полученных образцов газовой, жидкой фракции и углеродистого остатка. На основе хромато-масс-спектрометрического анализа пиролитических газов, полученных в СВЧ-реакторе можно утверждать, что, по сравнению с традиционным нагревом в печах содержание углеводородов в смеси около 1.5 раз выше, что свидетельствует о перспективности предлагаемого подхода.

Проведен анализ возможности применения продуктов пиролиза торфа. Пиролизный газ, содержащий метан, может сам по себе использоваться как топливо, либо как исходное вещество для получения новых продуктов, жидкая маслянистая фракция - как исходное топливо или для выделения отдельных компонентов, углеродистый остаток (содержание углерода более 60%) - в различных сферах производства, включая производство электродов для алюминиевой промышленности и заземлителей, новых аллотропных модификаций углерода (нанотрубки, фуллерены), углеволокна.

4. Оптимизация электродинамической системы реактора

В ходе проведенных экспериментов был выявлен ряд специфических проблем в работе экспериментального стенда, связанных с электродинамической системой ввода излучения в реактор. Сложность согласования данной системы связана с заметным изменением поглощающей способности торфа при микроволновом нагреве, а также выделением смолистой фракции в процессе его СВЧ переработки. Уменьшение коэффициента поглощения топлива в реакторе приводит к появлению заметных отражений СВЧ мощности, что, в результате, существенно увеличивает тепловые нагрузки в магнетроне и, в итоге, снижает эффективность его работы.

Для решения данной проблемы была проведена оптимизация электродинамической системы, позволяющая осуществлять механическую подстройку для согласования волноводной линии передачи СВЧ мощности в процессе пиролиза торфа. Кроме этого, предлагается ввести в реак-

тор небольшой дополнительный слой химически неактивного СВЧ поглощающего материала (например, нитрида кремния), чтобы избежать возможности резкого увеличения отражений в процессе реакции. Оптимизированная электродинамическая система (рис.2) включает в себя коаксиальный волноводный переход, «баночное» окно, а также серию поворотов прямоугольного стандартного волновода. Последние предлагается использовать для дистанционного удаления окна от объема реактора с целью уменьшения попадания на него смолистых продуктов реакции, содержащихся в остаточных газах. Для уменьшения тепловых нагрузок на барьерное окно и конденсации смолистых продуктов переработки должно использоваться водяное охлаждение секций волноводного тракта.

Результаты моделирования оптимизированной системы представлены на рис.2. Расчетный коэффициент отражения от реактора в магнетрон (рис.3) на рабочей частоте 2.46 ГГц составляет менее 10%.

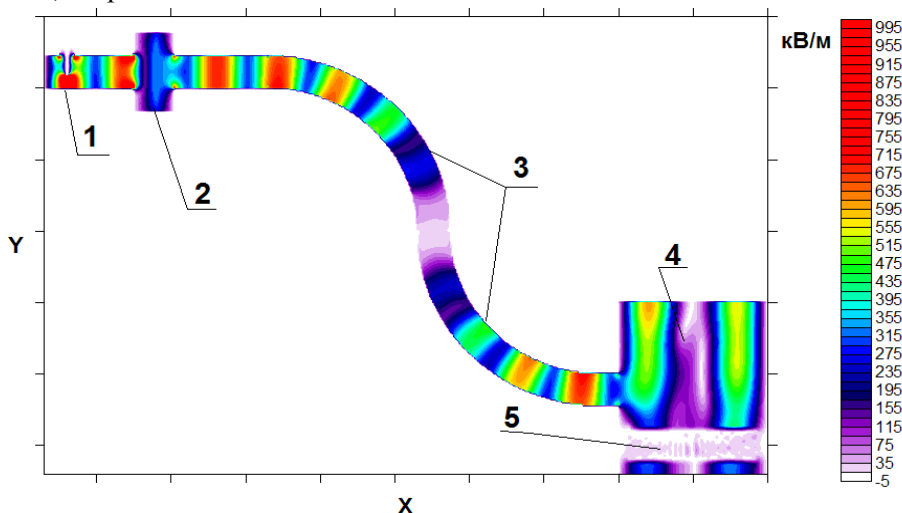


Рис.2. Результаты трехмерного моделирования и оптимизации электродинамической системы реактора для СВЧ пиролиза торфа: 1 - коаксиальный выход магнетрона; 2 - барьерное окно «баночного» типа; 3 - волноводный тракт с системой поворотов; 4 - СВЧ-реактор; 5 - дополнительный слой поглотителя. Показано пространственное распределение вертикальной компоненты электрического поля СВЧ-излучения от магнетрона в реактор.

Fig. 2. Results of the 3D simulations and optimization of electrodynamic system of the reactor for RF peat pyrolysis: 1- coaxial output of the magnetron; 2-pillbox window; 3 - connecting waveguides sections; 4 - pyrolysis reactor; 5 - additional absorbing layer in the reactor.

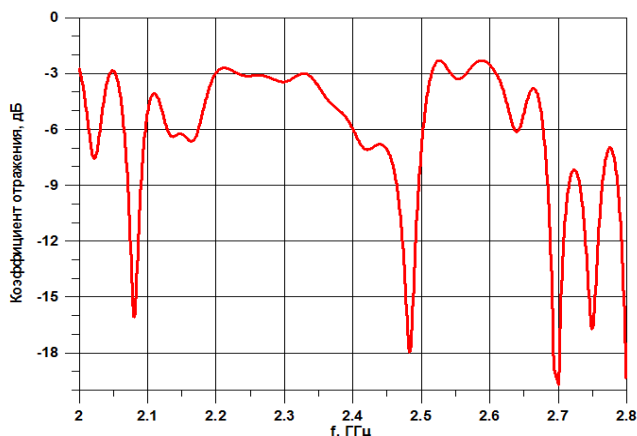


Рис.3. Частотная зависимость коэффициента отражения СВЧ-мощности от оптимизированной электродинамической системы реактора в магнетрон (3D моделирование).

Fig.3. Frequency dependence of coefficient of the RF-power reflection from optimized electrodynamic system into the magnetron (3D simulations).

Таким образом, согласно результатам моделирования, новая электродинамическая система должна обеспечить стабильную работу пиролизической установки.

5. Заключение

Проведенные эксперименты продемонстрировали перспективность использования СВЧ-нагрева в пиролизных реакциях. В результате СВЧ обработки торфа получен ценный углеродистый остаток, маслянистая фракция, пиролизный газ и рассмотрено промышленное применение данных продуктов пиролиза. В составе выделившихся в процессе СВЧ-пиролиза газов, согласно проведенному химическому анализу, отсутствуют тяжелые ядовитые газы, которые во множестве сопровождают процесс традиционного термического пиролиза и затрудняют (с экологической точки зрения) его промышленное применение. Это позволяет в дальнейшем рассчитывать на перспективу использования СВЧ-пиролиза для переработки отходов вредных производств.

В качестве дальнейшего развития работ по СВЧ-пиролизу представляется интересным также увеличение эффективности выхода горючих газов из органического топлива и, таким образом, КПД установки. На следующем этапе работ предполагается модифицировать конструкцию реактора с увеличением мощности СВЧ нагрева, а также поднять температуру в реакторе и оценить возможность замены промышленного магнетрона на

более мощный источник – гиротрон и, соответственно, рассмотреть возможность применения данной технологии в промышленности. Результатом данных исследований могут стать относительно компактные энергетические установки, работающие на органическом топливе.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ №15-48-02381 р_поволжье_а «Разработка автоматизированного комплекса для спектроскопических, медицинских и биологических исследований на базе мощного субтерагерцового источника излучения»

Список литературы

- [1] А.А.Якупов, А.М.Екимова, А.Ш.Зиятдинов, Х.Х.Гильманов, А.Г.Лиакумович, Р.А.Ахмедьянова, Р.С.Яруллин. Интенсификация процесса термического пиролиза углеводородов с использованием микроволнового излучения// Нефтепереработка и нефтехимия. Научно-технические достижения и передовой опыт. 6, 22-24 (2008).
- [2] Yatsun A.V., Konovalov N.P., Efimenko I.S. Liquid products of the microwave pyrolysis of scrap tires // Solid Fuel Chemistry. 2013. Т. 47. № 4. С. 252-254.
- [3] А.Б.Радбиль, И.С.Ильичев, А.А.Шалашова, Л.Л.Семеньева Глубокая переработка жидкофазных отходов лесной промышленности для создания новых материалов// Все материалы. Энциклопедический справочник. 11, 49-54 (2013).
- [4] М.Ю. Глявин, Ю.К. Калынов, Т.О. Крапивницкая, С.В. Кузиков, Н.Ю. Песков, Л.Л. Семеньева, 27 Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (CriMiCo 2017)», Севастополь, Крым, 2016.

References

- [1] Yakupov A.A., Ekimova A.M., Ziyatdinov A.Sh., Gilmanov Kh.Kh., Liakumovich et al. In-tensification of process of thermal hydrocarbon pyrolysis with use of microwave radiation// Scientific-technical achievements and advanced experience. № 6, 22-24 (2008).
- [2] Yatsun A.V., Konovalov N.P., Efimenko I.S. Liquid products of the microwave pyrolysis of scrap tires // Solid Fuel Chemistry. 2013. Т. 47. № 4. С. 252-254.
- [3] A.B. Radbil, I. S. Il'ichev, A.A. A. A. Shalashova, L. L. Semenychева Deep processing of liquid waste of the forest industry to create new materials // All of the materials. Encyclopedic reference, 11, 49-54 (2013)
- [4] M.Yu. Glyavin, Y. K. Kalynov, T.O. Krapivnitskaia, S.V. Kuzikov, N.Yu. Peskov, L.L. Semenychева, 26th International Conference "Microwave and Telecommunication Technology" (CriMiCo 2016), Sevastopol, Crimea, 2016.

Acknowledgements

This work was supported by RFBR grant No.15-48-02381 «Development of automated system for spectroscopy, medical and biological research based on power sub-THz radiation source»

The Changes of Thermochemical Properties of Aluminum Nanopowder after Microwave Irradiation

Mostovshchikov A.V., Ilyin A.P., Chumerin P.Yu., Yushkov Yu.G.

National Research Tomsk Polytechnic University

Tomsk, 634050, Russian Federation

pasembellum@mail.ru

Abstract: *There are experimental results of interaction between microwave radiation (9.4 GHz frequency) and aluminum and iron electric explosive nanopowders. It was established that microwave radiation increases the exothermal oxidation energy of nanopowders. The microwave irradiation leads to hesitation of the exothermal oxidation energy due to thermal annealing of aluminum and iron hydroxides on the particle's surface and desorption of oxygen, nitrogen, and H₂O molecules after that.*

Keywords: *aluminum nanopowder, iron nanopowder, exothermal effect of oxidation, thermochemical properties, chemical activity.*

Изменение термохимических свойств нанопорошков металлов после СВЧ-облучения

Мостовщиков А.В., Ильин А.П., Чумерин П.Ю., Юшков Ю.Г.

Национальный исследовательский Томский политехнический университет

г. Томск, 634050, Российская Федерация

pasembellum@mail.ru

Аннотация: *Представлены экспериментальные результаты по изучению взаимодействия СВЧ-излучения частотой 9,4 ГГц с электровзрывными нанопорошками алюминия и железа. Установлено, что воздействие СВЧ-излучения на нанопорошок алюминия приводит к увеличению удельного теплового эффекта окисления порошка. Воздействие на нанопорошок железа приводит к колебаниям величины теплового эффекта. Обнаруженный эффект, по-видимому, вызван тепловым отжигом гидроксидов алюминия и железа на поверхности наночастиц и последующей десорбцией кислорода, азота и молекул H₂O.*

Ключевые слова: *нанопорошок алюминия, нанопорошок железа, удельный тепловой эффект окисления, термохимические свойства, химическая активность.*

1. Введение

Порошки металлов алюминия и железа широко используются в пиротехнике, металлургии, 3D печати [1-6]. В частности, нанопорошок алюминия используется для получения нитрида алюминия – одного из перспективных материалов для диэлектрических теплоотводящих подложек в микроэлектронике [7, 8]. Вместе с тем при переходе от микронных к наноразмерным порошкам существенно меняет ряд их свойств [9]. Такой переход обусловлен увеличением площади удельной поверхности порошков, что важно для химических технологических процессов, так как развитая удельная поверхность позволяет облегчить доступ реагентов к порошку. Это приводит к увеличению скорости реакции, её интенсификации и, в случае расходования порошка в ходе химической реакции, увеличить выход реакции. При формировании изделий в порошковой металлургии и технологиях 3D печати использование наноразмерных порошков позволяет увеличить плотность упаковки частиц, что снижает пористость изделия и улучшает его сплошность.

Вместе с тем часто возникает необходимость модифицирования свойств порошков, что решается с помощью различных химических воздействий. Такой способ модифицирования порошков имеет ряд существенных недостатков: порошки загрязняются химическими реагентами, часто в технологические процессы необходимо вводить экологически опасные реактивы, отделять их от порошков после модифицирования и затем утилизировать. Альтернативным способом модифицирования свойств порошков является использование высокоэнергетических излучений [10]. Так, например, установлено, что воздействие электронных пучков приводит к увеличению термохимической активности нанопорошков алюминия [11] и железа [12]. Кроме того, ранее обнаружено влияние СВЧ-излучения на термическую стабильность нанопорошка алюминия [13].

Целью настоящей работы являлось установление влияния СВЧ-излучения частотой 9,4 ГГц, длительностью импульса 3 мкс и плотностью мощности 80 Вт/см² на величину удельного теплового эффекта окисления нанопорошков алюминия и железа.

2. Характеристики нанопорошков и методики экспериментов

Для проведения исследований были использованы нанопорошки металлов, полученные электрическим взрывом проводников в среде аргона [14]. Распределение частиц по размеру близко к нормальнологарифмическому с асимметрией в области крупных частиц. Среднеповерхностный

диаметр частиц нанопорошка алюминия составлял 120 нм, а железа – 110 нм. Содержание металлического алюминия в порошках составляло не менее 92 мас. %, в порошках железа – не менее 96 мас. %. Величина площади удельной поверхности нанопорошка алюминия составляла 9,2 м²/г, а нанопорошка железа – 7,1 м²/г.

Для проведения экспериментов был использован экспериментальный стенд, ранее описанный в работе [13]. Для облучения использовали навески порошков массой по 1 г. Облученные порошки подвергали дифференциальному термическому анализу (ДТА) [15-16] с использованием термоанализатора SDT Q600. Точность измерения температуры составляла 10⁻³ °С, величины массы навески – 10⁻⁴ мг, эталон – корунд (α -Al₂O₃).

3. Обсуждение экспериментальных результатов

Результаты дифференциального термического анализа нанопорошка алюминия, подвергнутого облучению СВЧ-излучением, представлены в таблице 1.

Табл. 1. Параметры химической активности облученного нанопорошка алюминия.

Table 1. Chemical activity parameters of the irradiated aluminum nanopowder

Номер образца Sample number	Время облучения, с Irradiation time, s	Энергия СВЧ-облучения, Дж Microwave irradiation energy, J	Температура начала окисления, °С Starting oxidation temperature, °C	Удельный тепловой эффект окисления, Дж/г Exothermal effect of oxidation, J/g	Степень окисленности, % Oxidation level, %
0	0	0	420	6750	53,7
1	5	12	390	9122	65,4
2	10	24	370	8375	61,6
3	15	36	400	7649	63,5
4	20	48	350	8268	62,2
5	25	60	350	8037	65,2

Таким образом, СВЧ-излучение влияет на термическую стабильность нанопорошка алюминия: происходит снижение теплового эффекта окисления на 13,5 % и уменьшение температуры начала окисления на 40

°C – т.е. увеличивается химическая активность нанопорошка алюминия. Вероятно, это является следствием деструкции ДЭС на поверхности частицы, что приводит к более свободному доступу окислителя (протонов) к металлической составляющей наночастицы и окислению алюминия [17-22]. Предположительным механизмом влияния СВЧ-излучения на нанопорошок алюминия является тепловой нагрев металлической составляющей наночастицы, приводящий к разрушению ДЭС на поверхности наночастицы, и, как следствие, к дополнительному окислению металлической составляющей, что приводит к снижению теплового эффекта окисления. Дополнительным подтверждением деструкции ДЭС и уменьшения его термической стабильности является снижение температуры начала окисления.

Согласно данным таблицы 2, после облучения порошков железа при монотонном увеличении введенной в образец дозы наблюдали колебания значений термохимических параметров активности. Такие ярко выраженные немонотонные изменения термохимических величин нехарактерны при облучении порошков железа электронными пучками при эквивалентных введенных в образцы дозах энергии [12].

Табл. 2. Параметры химической активности облученного нанопорошка железа.

Table 2. Chemical activity parameters of the irradiated iron nanopowder

Номер образца Sample number	Время облучения, s Irradiation time, s	Энергия СВЧ-облучения, Дж Microwave irradiation energy, J	Температура начала окисления, °C Starting oxidation temperature, °C	Удельный тепловой эффект окисления, Дж/г Exothermal effect of oxidation, J/g	Степень окисленности, % Oxidation level, %
0	0	0	155	3635	40,9
1	4	7,2	152	3668	39,6
2	8	14,4	151	3388	37,7
3	12	21,6	150	3688	41,4
4	16	28,8	150	3350	37,3
5	20	36,0	150	3285	39,9
6	24	43,2	151	3081	33,3
7	28	50,4	156	3802,7	34,5

8	32	57,6	150	4264	42,0
9	36	64,8	158	3467	36,8
10	40	72,0	150	3538	39,7

Согласно данным таблицы 2, с ростом дозы облучения значение температуры начала окисления после облучения изменялись в пределах от 150,01 °С до 158,75 °С, причем эти изменения носили колебательный характер. Величина удельного теплового эффекта изменялась от 3081,9 до 4264,7 Дж/г. Максимальное увеличение удельного теплового эффекта в сравнении с удельным тепловым эффектом окисления исходного нанопорошка железа составило 17,3 %. В то же время значение удельного теплового эффекта облученного нанопорошка железа снижалось минимально на 15,2 %.

4. Заключение

При воздействии СВЧ-излучения на нанопорошки алюминия и железа, согласно данным табл. 1 и 2, электромагнитное излучение взаимодействует с защитной оксидной оболочкой на наночастицах, что подтверждается изменением температуры начала окисления и изменением величины удельного теплового эффекта окисления нанопорошков металлов. Увеличение удельного теплового эффекта окисления нанопорошка алюминия происходит вследствие десорбции молекул воды и облегченному доступу окислителя к металлической составляющей наночастицы. В то же время, действующее на наночастицу железа СВЧ-излучение с частотой 9,4 ГГц, создает дефектную структуру, связанную с повышением запасённой энергии в порошке, но с ростом дозы облучения происходит накопление и отжиг (рекомбинация) дефектов в энергонасыщенной структуре порошков железа.

Наблюдаемые в работе колебательные процессы в величинах параметров активности после действия СВЧ-излучения на нанопорошок железа, по-видимому, связаны как с накоплением дефектов в поверхностном и приповерхностных слоях наночастицы железа, так и с их отжигом в нанопорошке.

Источники финансирования

Исследования выполнены при поддержке Государственного задания «Наука», проект № 11.1928.2017/4.6 Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

- [1] Ellern H., *Military and Civilian Pyrotechnics* / Chemical Publisher. 1968. 464 p.
- [2] Brousseau P., Anderson C. J. Nanometric aluminum in explosives // *Propellants, Explosives, Pyrotechnics*. 2002. V. 27. No. 5. P. 300-306.
- [3] Yetter R.A., Risha G.A., Son S.F. Metal particle combustion and nanotechnology // *Proceedings of the Combustion Institute*. 2009. V. 32. P. 1819-1838.
- [4] Beaumont F.V. Aluminum P/M: Past, present and future // *Inter. J. Powd. Metal*. 2000. V. 6. P. 41-44.
- [5] Hunt W.H. New directions in aluminum-based P/M materials for automotive applications // *Inter. J. Powd. Metal*. 2000. V. 36. P. 50-56.
- [6] Beckstead M.W. A summary of aluminum combustion. RTO/VKI Special Course on «Internal Aerodynamics in Solid Rocket Propulsion» / Report number RTO-EN-023. 2002. 45 p.
- [7] Gromov A.A., Chukhlomina L.N. *Nitride Ceramics: Combustion Synthesis, Properties and Applications* / Wiley-VCH, Weinheim. 2014. 336 p.
- [8] Chun-Nan Lin, Shyan-Lung Chung. Combustion synthesis of aluminum nitride powder using additives // *J. Mater. Res*. 2001. V. 16. P. 2200-2208.
- [9] Морохов И.Д., Петин В.П., Трусков Л.И., Петрунин В.Ф. Структура и свойства малых металлических частиц // *Успехи физических наук*. 1981. Т. 133. № 4. С. 653-691.
- [10] Андриевский Р.А., *Наноструктуры в экстремальных условиях* // *Успехи физических наук*. 2014. Т. 184. № 10. С. 1017-1032.
- [11] Mostovshchikov A.V., Ilyin A.P., Azanov A.A., Egorov I.S. The Energy Stored in the Aluminum Nanopowder Irradiated by Electron Beam // *Key Eng. Mat*. 2016. V. 685. P. 639-642.
- [12] Mostovshchikov A.V., Ilyin A.P., Egorov I.S., Ismailov D.V. Thermal Stability of Iron Micro- and Nanopowders after Electron Beam Irradiation // *Key Eng. Mat*. 2016. V. 712. P. 60-64.
- [13] Мостовщиков А.В., Ильин А.П., Чумерин П.Ю., Юшков Ю.Г., Ваулин В.А., Алексеев Б.А., Влияние СВЧ-излучения на термическую стабильность нанопорошка алюминия // *Письма в ЖТФ*. 2016. Т. 42. № 7. С. 17-22.
- [14] Zarko V.E., Gromov A.A. *Energetic nanomaterials: Synthesis, characterization, and application* / Wiley-VCH, Weinheim. 2016. 374 p.
- [15] Wendlandt W.W. *Thermal Methods of Analysis* / Wiley, New York. 1974. 505 p.
- [16] Noor F., Vorozhtsov A., Lerner M., Wen D. Exothermic Characteristics of Aluminum Based Nanomaterials // *Powder Technology*. 2015. V. 282. P. 19-24.
- [17] Hauffe K., *Reactions in and on solids* / U.S. Atomic Energy Commission, Division of Technical Information. 1962. 639 p.
- [18] Cabrera N., Mott N. F. Theory of the oxidation of metals // *Reports on Progress in Physics*. 1949. V. 12. No. 1. P. 163-184.
- [19] Rai, A., K. Park, L. Zhou, and M. R. Zachariah. Understanding the mechanism of aluminium nanoparticle oxidation // *Combustion Theory and Modelling*. 2006. V. 10. No. 5. P. 843-859.
- [20] Vargel C. *Corrosion of aluminium* / Hardbound: Elsevier. 2004. 700 p.
- [21] Hunter M., Fowle P. Natural and thermally formed oxide films on aluminium // *Electrochem. Soc*. 1956. V. 3. No. 9. P. 482-485.
- [22] Wen D., Song P., Zhang K., Qian J. Thermal oxidation of iron nanoparticles and its implication for chemical-looping combustion // *Journal of Chemical Technology and Biotechnology*. 2011. V. 86. No. 3. P. 375-380.

References

- [1] Ellern H., *Military and Civilian Pyrotechnics*. Chemical Publisher, 1968, 464 p.
- [2] Brousseau P., Anderson C. J. Nanometric aluminum in explosives. *Propellants, Explosives, Pyrotechnics*, 2002, V. 27, No. 5, pp. 300 - 306.
- [3] Yetter R.A., Risha G.A., Son S.F. Metal particle combustion and nanotechnology. *Proceedings of the Combustion Institute*, 2009, V. 32, pp. 1819 - 1838.
- [4] Beaumont F.V., Aluminum P/M: Past, present and future. *Inter. J. Powd. Metal.*, 2000, V. 6, pp. 41 - 44.
- [5] Hunt W.H., New directions in aluminum-based P/M materials for automotive applications. *Inter. J. Powd. Metal.*, 2000, V. 36, pp. 50 - 56.
- [6] Beckstead M.W. *A summary of aluminum combustion. RTO/VKI Special Course on «Internal Aerodynamics in Solid Rocket Propulsion»*. Report number RTO-EN-023, 2002, 45 p.
- [7] Gromov A.A., Chukhlomina L.N. *Nitride Ceramics: Combustion Synthesis, Properties and Applications*. Wiley-VCH, Weinheim, 2014, 336 p.
- [8] Chun-Nan Lin, Shyan-Lung Chung. Combustion synthesis of aluminum nitride powder using additives. *J. Mater. Res.*, 2001, V. 16, pp. 2200 - 2208.
- [9] Morokhov I.D., Petinov V.I., Trusov L.I., Petrunin V.F. Structure and properties of fine metallic particles. *Soviet Physics - Uspekhi*, 1981, V. 24, No. 4, pp. 295 - 317.
- [10] Andrievski R.A. Nanostructures under extremes. *Physics-Uspekhi*, 2014, V. 57, No. 10, pp. 945 - 958.
- [11] Mostovshchikov A.V., Ilyin A.P., Azanov A.A., Egorov I.S. The Energy Stored in the Aluminum Nanopowder Irradiated by Electron Beam. *Key Eng. Mat.*, 2016, V. 685, pp. 639 - 642.
- [12] Mostovshchikov A.V., Ilyin A.P., Egorov I.S., Ismailov D.V. Thermal Stability of Iron Micro- and Nanopowders after Electron Beam Irradiation. *Key Eng. Mat.*, 2016, V. 712, pp. 60 - 64.
- [13] Mostovshchikov A.V., Il'in A.P., Chumerin P.Y., Yushkov Y.G., Vaulin V.A., Alekseev B.A. The influence of microwave radiation on the thermal stability of aluminum nanopowder. *Tech. Phys. Let.*, 2016, V. 42, No. 4, pp. 344 - 346.
- [14] Zarko V.E., Gromov A.A. *Energetic nanomaterials: Synthesis, characterization, and application*. Wiley-VCH, Weinheim, 2016, 374 p.
- [15] Wendlandt W.W. *Thermal Methods of Analysis*. Wiley, New York, 1974, 505 p.
- [16] Noor F., Vorozhtsov A., Lerner M., Wen D. Exothermic Characteristics of Aluminum Based Nanomaterials. *Powder Technology*, 2015, V. 282, pp. 19 - 24.
- [17] Hauffe K., *Reactions in and on solids*. U.S. Atomic Energy Commission, Division of Technical Information, 1962, 639 p.
- [18] Cabrera N., Mott N. F. Theory of the oxidation of metals. *Reports on Progress in Physics*, 1949, V. 12, No. 1, pp. 163 - 184.
- [19] Rai, A., K. Park, L. Zhou, and M. R. Zachariah. Understanding the mechanism of aluminium nanoparticle oxidation. *Combustion Theory and Modelling*, 2006, V. 10, No. 5, pp. 843 - 859.
- [20] Vargel C. *Corrosion of aluminium*. Hardbound: Elsevier, 2004, 700 p.
- [21] Hunter M., Fowle P. Natural and thermally formed oxide films on aluminium. *Electrochem. Soc.*, 1956, V. 3, No. 9, pp. 482 - 485.

[22] Wen D., Song P., Zhang K., Qian J. Thermal oxidation of iron nanoparticles and its implication for chemical-looping combustion. *Journal of Chemical Technology and Biotechnology*, 2011, V. 86, No. 3, pp. 375 - 380.

Acknowledgements

The research is supported by The Ministry of Education and Science of the Russian Federation, Project No 11.1928.2017/4.6

Отражательный СВЧ-метод измерения влажности тонких слоев сельскохозяйственного сырья

¹Полевик Н.Д., ²Панферов С.Ю.

¹ ФГБОУ ВО «Южно-Уральский государственный аграрный университет»
Институт агроинженерии г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
poleviknd@mail.ru

² ФГБОУ ВО «Южно-Уральский государственный аграрный университет»
Институт агроинженерии г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
s.y.panferov@yandex.ru

Аннотация: Приведены результаты применения рефлектометрического СВЧ-метода для измерения влажности тонких слоев зерна пшеницы. Исследована частотная зависимость коэффициента отражения (Γ) электромагнитной волны (ЭМВ) от влажности и толщины слоя зерна (до 35 мм). Предложен алгоритм обработки результатов, позволивший установить линейный характер зависимости усредненного коэффициента отражения от исследованных параметров. Компьютерная симуляция в среде САПР СВЧ позволила подтвердить результаты экспериментальных исследований, с коэффициентом линейной корреляции 0,98.

Ключевые слова: влажность электромагнитная волна, сверхвысокая частота, коэффициент отражения, зерно.

1. Введение

На кафедре «Энергообеспечение и автоматизация технологических процессов» ЮУрГАУ разработаны и выпускаются конвейерные сушильные установки инфракрасного типа (ИК). Они предназначены для деликатной (низкотемпературной) сушки многих видов сельскохозяйственного сырья в тонком слое (максимальная толщина слоя порядка 30 мм) [1]. На сегодняшний день в данных сушилках не предусмотрена система измерения влажности. Однако, существует потребность в разработке многоточечной системы влагомеров, позволяющих контролировать влажность материала в потоке на различных этапах сушки. Такой подход позволит получать объективную

информацию о протекании процесса сушки и далее регулировать его параметры.

Существующие конвейерные влагомеры реализуют методы сверхвысокочастотной (СВЧ) диэлькометрии и ИК-спектromетрии. Анализ характеристик таких влагомеров показал отсутствие подходящих для рассматриваемых сушилок технических решений. Таким образом, проблема создания влагомера для измерения влажности сельскохозяйственного сырья в тонком слое (порядка 30мм и меньше) является актуальной.

Существующие конвейерные влагомеры можно подразделить на два вида: ИК и СВЧ-влагомеры. ИК-влагомеры реализуют методы ИК-спектromетрии, и в виду своей специфики не могут быть использованы в конвейерных сушилках, так как имеют повышенные требования к запыленности воздуха, механическим воздействиям и чувствительны к побочному ИК-излучению. Конвейерные СВЧ-влагомеры реализуют методы диэлькометрии, и измеряют уровень мощности прошедшей через материал ЭМВ. Фактором, ограничивающим использование таких влагомеров в конвейерных ИК-сушилках является минимальная толщина слоя (не менее 30мм) и контактный метод измерения, который нарушает целостность слоя.

Анализ показал, что для конвейерных ИК-сушилок подходящими являются бесконтактные СВЧ-методы. Наиболее перспективным видится применение рефлектометрического (отражательного) метода.

2. Цель исследований

Целью исследований является разработка бесконтактного отражательного СВЧ-метода измерения влажности тонких слоев сельскохозяйственного сырья.

3. Методы и результаты исследований

С целью проверки работоспособности (отражательного) СВЧ-метода для измерения влажности тонкого слоя материала (толщина слоя от 1/20 до 1/10 длины ЭМВ) были проведены пилотные исследования, включающие в себя двухфакторный эксперимент [2] и компьютерную симуляцию работы трехмерной виртуальной модели исследовательской установки в среде САПР СВЧ [3]. Теоретической базой для проведения компьютерной симуляции послужила обобщенная модель Нельсона-Крашевски [4], которая позволяет по известным параметрам, таким как

частота ЭМВ (5 МГц ... 5 ГГц), влажность зерна (8 ... 25%), плотность зерновой массы ($0,8...1,6 \text{ г/см}^3$) рассчитать ε' (погрешность 5%) и ε'' (погрешность 10%). Коэффициент линейной корреляции, между результатами эксперимента и компьютерной симуляции составил 0,98, что подтверждает достоверность полученных данных и работоспособность метода.

В ходе эксперимента исследовалось влияние влажности W (10...25%) и толщины слоя Δ (17,5..70мм) на коэффициент отражения Γ . Лабораторная установка включала в себя следующее оборудование:

- 1) измерительная рупорная антенна П6-23А;
- 2) измеритель комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103»;
- 3) ноутбук, для управления ИККП;
- 4) поглотители ЭМИ СВЧ-диапазона.

Измерения проводились на всем диапазоне сканирования ИККП, от 0,4 до 1400 МГц. Были получены 16 частотных зависимостей коэффициента отражения. Полученный коэффициент отражения является суммой отражений ЭМВ от раскрыва рупора антенны Γ_p и от облучаемого материала Γ_m . Согласно методике [5], выделение этих отражений возможно за счет анализа частотной зависимости, путем нахождения средней величины суммы (Γ_1) либо разности (Γ_2) экстремумов графика по выражениям (1) и (2).

$ \Gamma_1 = \frac{ \Gamma_{\text{макс}} + \Gamma_{\text{мин}} }{2}$	(1)	$ \Gamma_2 = \frac{ \Gamma_{\text{макс}} - \Gamma_{\text{мин}} }{2}$	(2)
---	-----	---	-----

где $\Gamma_{\text{макс}}$ – точка максимума графика частотной зависимости;

$\Gamma_{\text{мин}}$ – точка минимума графика частотной зависимости.

Анализируя полученные Γ_1 и Γ_2 , тот коэффициент, который показывает большую стабильность при изменении факторов эксперимента, считается отражением от рупора, другой – от материала.

Результаты пилотных исследований показали, что отражением от материала является коэффициент Γ_1 . Основываясь на этом, для оценки влажности предложено использовать усредненный по заданному диапазону частот коэффициент отражения $\Gamma_{\text{ср}}$. Для этого, в рабочей полосе излучателя был выбран диапазон 800-1000МГц. (рисунок 1).

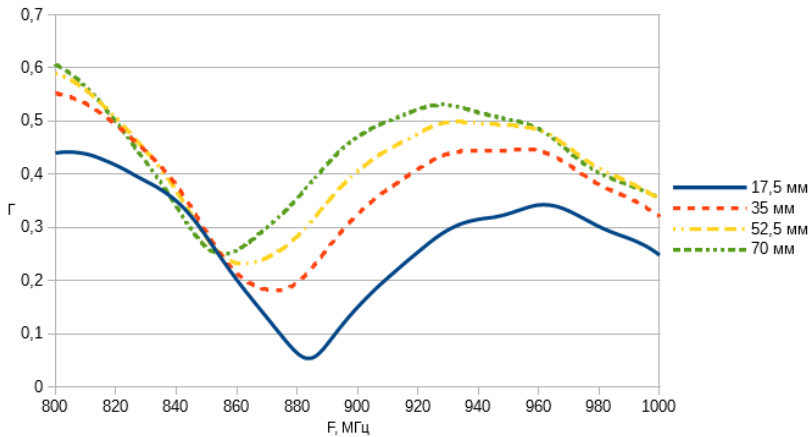


Рисунок 1 – частотные зависимости коэффициента отражения для влажности зерна $W = 10\%$ (в расчетном диапазоне)

Далее, на выбранном диапазоне выполнялся расчет усредненного коэффициента отражения, по формуле:

$$\Gamma_{\text{cp}} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \Gamma df. \quad (3)$$

где Δf – выбранный диапазон для анализа частотной зависимости, МГц;
 f – частота электромагнитного сигнала, МГц;
 $f_{\max}$ – верхняя граница диапазона, МГц;
 $f_{\min}$ – нижняя граница диапазона, МГц;
 Γ – коэффициент отражения.

По результатам расчета усредненного коэффициента отражения построены графические зависимости, представленные на рисунке 2. Для толщин слоя в 17,5 и 35 мм получены уравнения линейной регрессии. Уровни линейной корреляции составляют 0,99 для обеих зависимостей.

Для этих двух зависимостей было получено уравнение множественной линейной регрессии, описывающее зависимость коэффициента отражения от влажности с толщиной слоя до 35 мм

$$\Gamma_{\text{cp}}(W, \Delta) = 0,056 + 0,01W + 0,006\Delta. \quad (4)$$

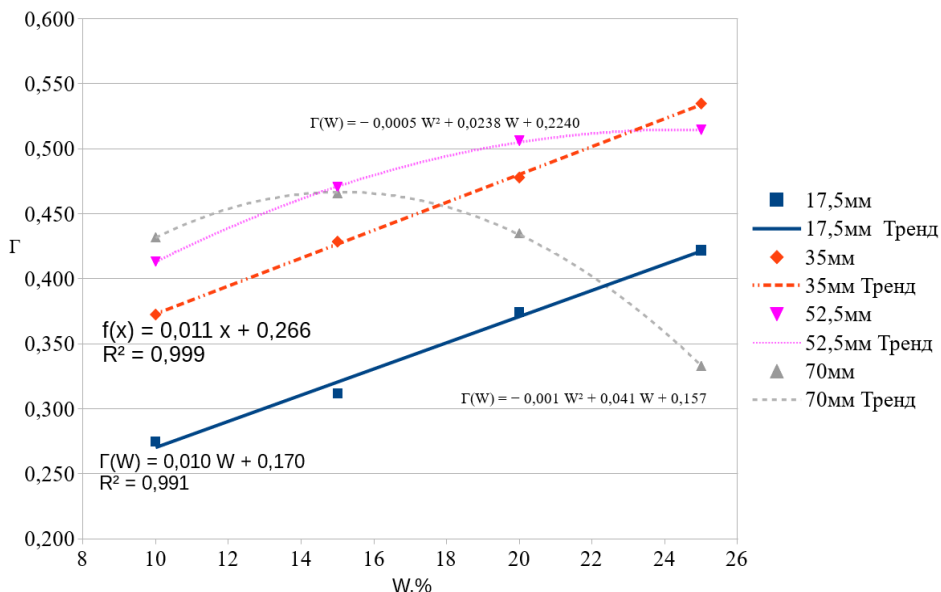


Рисунок 2 – зависимости $\Gamma_{\text{ср}}$ от влажности W и толщины слоя Δ зерна

В ходе преобразования выражения (4) получено уравнение для определения влажности по известным $\Gamma_{\text{ср}}$ и Δ :

$$W(\Gamma_{\text{ср}}, \Delta) = \frac{\Gamma_{\text{ср}} - 0,01W + 0,006\Delta}{0,056}. \quad (5)$$

4. Заключение

1. Показана возможность использования рефлектометрического СВЧ-метода для измерения влажности тонких слоев сельскохозяйственного сырья.

2. Предложено для определения влажности использовать усредненное по диапазону исследуемых частот значение коэффициента отражения.

3. Полученная линейная зависимость усредненного коэффициента отражения ЭМВ от влажности и толщины слоя материала упрощает калибровку влагомера и уменьшает погрешность измерения влажности.

Список литературы

- [1] Гинзбург А.С. Инфракрасная техника в пищевой промышленности. - М.: Пищевая промышленность, 1966. 407 с.
- [2] Полевик Н.Д., Панферов С.Ю. Поточный отражательный влагомер // АПК России. Т. 24 №1 – Челябинск: ФГБОУ ВО Южно-Уральский ГАУ, 2017. – С.86-90.
- [3] Панферов С.Ю. К вопросу исследования отражательного СВЧ-метода измерения влажности тонких слоев материала // АПК России. Т. 24 №2– С.498-502.
- [4] Kraszewski A., Nelson S.O. Composite model of the complex permittivity of cereal grain // J.Agric. Eng. Res. – 1989. – V. 43. – P. 211–219.
- [5] Полевик Н. Д. Методы и средства борьбы с сорной растительностью с использованием импульсных СВЧ – излучений: дис. канд. техн. наук Челябинск, ЧГАУ, 2007. 218 с.

The study of the method of near-field resonance microwave sounding for applications in medical diagnostics

¹Gaikovich K.P., ²Smirnov A.I., ²Yanin D.V.

¹Institute for physics of microstructures RAS
Nizhny Novgorod, GSP-105, Russian Federation
gaikovich@mail.ru

²Institute of applied physics RAS
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
smirnov.appl@gmail.com, dyanin@appl.sci-nnov.ru

Abstract: Results of the experimental study of the method of the near-field microwave diagnostics of subsurface dielectric inhomogeneities by data of measurements with a set of resonant microwave probes made of cylinder capacitors with various sounding are presented. This method is based on the solution of the integral equation that relates measured capacity variations of resonant probes with the spatial distribution of the complex permittivity in a sounded medium. Results obtained for the case of one-dimensional inhomogeneities demonstrate possibilities of the retrieval of the depth profile of complex permittivity on the scale of cutaneous covering depths.

Keywords: near-field microwave diagnostics, permittivity, biological media, inverse problems.

Исследование метода ближнепольного резонансного СВЧ зондирования для приложений в медицинской диагностики

¹Гайкович К.П., ²Смирнов А.И., ²Янин Д.В.

¹Институт физики микроструктур РАН
г. Нижний Новгород, ГСП 105, Российская Федерация
gaikovich@mail.ru

²Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, ГСП 105, Российская Федерация
smirnov.appl@gmail.com, dyanin@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования метода ближнеполюсной СВЧ диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей по измерениям системой резонансных СВЧ зондов на основе цилиндрических конденсаторов с разными глубинами зондирования. Метод основан на решении интегрального уравнения, связывающего измеренные вариации емкости резонансных датчиков с пространственным распределением неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости в зондируемой среде. Результаты, полученные для случая одномерных неоднородностей, продемонстрировали возможности восстановления глубинного профиля комплексной диэлектрической проницаемости на масштабе толщины кожного покрова.

Ключевые слова: ближнеполюсная СВЧ диагностика, диэлектрическая проницаемость, биологические среды, обратные задачи.

1. Введение

Метод ближнеполюсного подповерхностного зондирования является одним из перспективных способов диагностики сред, содержащих подповерхностные диэлектрические неоднородности. Его существенным преимуществом является возможность реализации субволновой разрешающей способности, что особенно важно при зондировании сред с сильным поглощением, таких, как биологические ткани. Глубинную чувствительность ближнеполюсных методов обеспечивают измерения в зависимости от параметра, определяющего глубину проникновения ближнего поля в среду: частоты зондирования, высоты зонда над поверхностью, размеров апертуры [1-5]. Такая диагностика представляет интерес, в частности, для разнообразных медицинских приложений, позволяя восстановить трехмерное распределение диэлектрических параметров воспалительных и опухолевых процессов в мягких тканях (метод томографии), визуализировать границы локализованных неоднородностей (метод голографии), а также восстанавливать глубинный профиль одномерных неоднородностей. В данной работе исследуется метод резонансного ближнеполюсного СВЧ зондирования по измерениям вариаций электродинамических параметров резонансных электрически малых датчиков с различными размерами апертуры для случая одномерных подповерхностных неоднородностей.

Рассматриваемый метод реализован для системы из пяти резонансных датчиков с зондирующими элементами в виде цилиндрических конденсаторов с металлическим фланцем, у которых ближнее поле проникает на глубину порядка 1 мм, с основной целью применения в медицинской диагностике кожных патологий. В предыдущих работах была продемонстрирована чувствительность таких датчиков к структуре кожного покрова

и к различным видам ее патологии [6]. Также, были предложены методы решения трехмерных обратных задач томографии распределенных неоднородностей и голографии сплошных образований [7,8]. Исходными данными для решения этих обратных задач являются результаты измерения резонансных характеристик системы СВЧ зондов при двумерном сканировании над поверхностью среды. Ниже представлены результаты тестовых экспериментов для одномерно неоднородной среды с известными параметрами. В этом случае измерения достаточно выполнить в одной точке над поверхностью зондируемой среды.

2. Метод резонансной ближнепольной СВЧ диагностики

Резонансные зонды с различной глубиной проникновения ближнего поля располагаются на поверхности исследуемой однородной среды с $\varepsilon = \varepsilon_0$, содержащей трехмерную неоднородность $\varepsilon_1(\mathbf{r})$, так что распределение комплексной диэлектрической проницаемости в этом слое представляется в виде суммы $\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 + \varepsilon_1(\mathbf{r})$. В рамках квазистатического приближения, справедливого при выполненном в данном случае условии малости размера зонда к длине волны, в явном виде получено интегральное уравнение для определения неоднородности комплексной диэлектрической проницаемости из измерений вносимых ей вариаций емкости зонда [7,8]:

$$c_1(\mathbf{r}, r_1, r_2) = \frac{1}{4\pi\Delta U^2} \int_{r_0} \varepsilon_1(\mathbf{r}') |\mathbf{E}_0(x - x', y - y', z, r_1, r_2)|'^2 d\mathbf{r}' = \int_{r_0} \varepsilon_1(\mathbf{r}') K(x - x', y - y', z, r_1, r_2) d\mathbf{r}' \quad (1)$$

Поскольку ядро интегрального уравнения (1) зависит от разности поперечных координат, его можно свести к одномерному интегральному уравнению Фредгольма 1-го рода двумерным преобразованием Фурье:

$$c_1(k_x, k_y, r_1, r_2) = \frac{4\pi}{\Delta U^2} \int_z \varepsilon_1(k_x, k_y, z) |\mathbf{E}_0|^2(k_x, k_y, r_1, r_2, z) dz \quad (2)$$

Чтобы получить искомое решение задачи томографии в декартовых координатах, необходимо получить решение уравнения (2) для каждой пары компонент k_x, k_y поперечного спектра по данным сканирования в двумерной области x - y системой резонансных датчиков с различной глубиной проникновения ближнего поля в исследуемую среду. Из результата решения $\varepsilon_1(k_x, k_y, z)$ обратной задачи (2) в k -пространстве путем двумер-

ного обратного преобразования Фурье получается трехмерное распределение $\varepsilon_1(x, y, z)$ – искомая трехмерная структура возмущения комплексной диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon_1(x, y, z) = \iint \varepsilon_1(k_x, k_y, z) \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y. \quad (3)$$

На основе развитой теории были разработаны алгоритмы и программы, реализующие описанный выше метод томографии, и выполнено численное моделирование неоднородностей для среды с параметрами кожи человека [7,8].

Поскольку сканирующая система находится еще в стадии разработки, экспериментальные исследования были начаты с более простого случая одномерно неоднородной среды. При этом трехмерное интегральное уравнение (1) редуцируется к одномерному уравнению:

$$c_1(r_1, r_2) = \int_{-\infty}^0 \varepsilon_1(z') [\iint K(x - x', y - y', z', r_1, r_2) dx' dy'] dz'. \quad (4)$$

При решении (4) использовался алгоритм метода обобщенной невязки Тихонова, примененный в [2,3].

3. Результаты эксперимента

Эксперименты были выполнены с использованием системы из пяти резонансных зондов имеющих различные глубины зондирования. Исследовалась двухслойная среда с верхним слоем переменной толщины – поглощающей средой (этилового спирта) – и нижним, состоящим из тефлона, который можно считать полупространством (см. на рис.1).

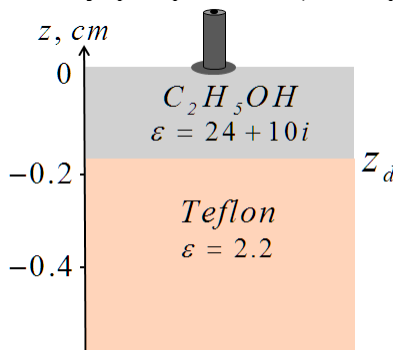


Рис. 1. Схема измерений двухслойной среды спирт-тефлон.

Fig. 1. Scheme of measurements of two-layered medium spirit-teflon.

На рис. 2 представлены результаты восстановления глубинных профилей действительной и мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости данной двухслойной структуры при трех значениях толщины верхнего слоя из решения уравнения (4).

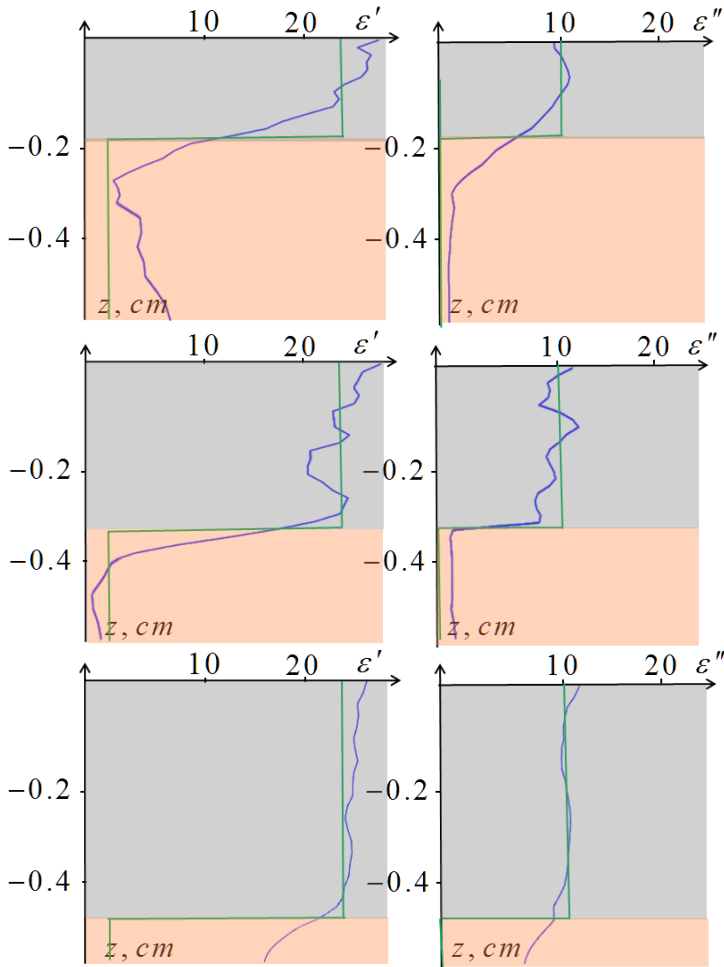


Рис. 2. Слева – восстановление профиля реальной части комплексной диэлектрической проницаемости структуры; справа – мнимой. Зеленая линия – реальный профиль параметра; синяя – восстановленный профиль.

Fig. 2. Left, retrieval of the real part of complex permittivity profile; right, retrieval of imaginary part. Green line, the true profile of a parameter; blue line, retrieved profile.

Учитывая, что глубина зондирования определяется в основном размером щели между проводниками цилиндрического конденсатора $r_2 - r_1$, который для данного набора зондов находился в интервале 0,5 – 4 мм, на рисунках можно видеть, что в этом интервале глубин профили диэлектрических параметров структуры восстанавливаются неплохо. Продemonстрированная возможность восстановления как действительной, так и мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости, а также достигнутый при этом уровень точности позволяют рассчитывать на информативность диагностики состояния кожных покровов при различных заболеваниях и других патологиях, таких, как, например, ожоги.

4. Заключение

В работе выполнены экспериментальные исследования нового метода ближнепольной подповерхностной диагностики одномерно неоднородных сред, основанного на применении системы контактных резонансных датчиков с различной глубиной проникновения ближнего поля в исследуемую среду. Такие системы могут найти применение, в первую очередь, в медицинской диагностике патологий кожи, а также в ряде приложений к дефектоскопии.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-47-02294-р_поволжье, а также программы ОФН РАН IV.13.

Список литературы

- [1] Gaikovich K.P. Subsurface Near-Field Scanning Tomography // Physical Review Letters. 2007. V.98. No.18. P.183902.
- [2] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. // Pseudopulse near-field subsurface tomography // Physical Review Letters. 2012. V.108. No.16. P. 163902.
- [3] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. V.9. Issue 1. P. 74-82.
- [4] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Smirnov A.I., Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // Inverse Problems in Science and Engineering. 2016. V. 24. No. 7. P. 1215–1239.
- [5] Gaikovich K.P. Methods of near-field subsurface diagnostics: theory, study, comparison // Proc. of 19th International Conference on Transparent Optical Networks: ICTON 2017 (Spain, Girona, July 2-6, 2017). P. We.A4.3.

[6] Янин Д.В., Галка А.Г., Костров А.В., Смирнов А.И., Стриковский А.В., Кузнецов И.В. Подповерхностная диагностика квазиодномерных неоднородностей методом резонансного ближнепольного СВЧ-зондирования // Известия вузов. Радиофизика. 2014. Т.57. №1. С. 35-47.

[7] Гайкович К.П., Смирнов А.И., Янин Д.В. Метод ближнепольной резонансной СВЧ томографии диэлектрической структуры биологических сред // 26-я межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2016, 04-10 сентября 2016, Севастополь), Материалы конференции. – Севастополь: Оргкомитет КрыМиКо, С. 1833-1837.

[8] Гайкович К.П., Смирнов А.И., Янин Д.В. Методы ближнепольной резонансной СВЧ диагностики биологических тканей // Журнал радиоэлектроники, 2017, № 2 (23 с.). <http://jre.cplire.ru/jre/feb17/5/text.pdf>

References

[1] Gaikovich K.P. Subsurface Near-Field Scanning Tomography. *Phys. Rev. Lett.*, 2007, vol.98, no.18, pp.183902.

[2] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Pseudopulse near-field subsurface tomography. *Phys. Rev. Lett.*, 2012, vol.108, no.16, pp.163902.

[3] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. V.9. Issue 1. P. 74-82.

[4] Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Smirnov A.I., Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // Inverse Problems in Science and Engineering. 2016. V. 24. No. 7. P. 1215–1239.

[5] Gaikovich K.P. Methods of near-field subsurface diagnostics: theory, study, comparison // Proc. of 19th International Conference on Transparent Optical Networks: ICTON 2017 (Spain, Girona, July 2-6, 2017). P. We.A4.3.

[6] Yanin D.V., Galka A.G., Kostrov A.V., Smirnov A.I., Strikovskiy A.V., Kuznezov V.I. [Subsurface diagnostics of quasi-one dimensional inhomogeneities by the method of resonance near-field microwave sounding]. *Izvestiya VUZ. Radiofizika*, 2014, vol.57. no.1, pp. 35 - 47. (In Russian).

[7] Gaikovich K.P., Smirnov A.I., Yanin D.V. [Method of near-field resonance microwave tomography of dielectric structure of biology media]. *Proc. 26th Int. conf. "Microwave and Telecommunication Technology" (CriMiCo '2016), Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016*. pp. 1833-1837. (In Russian).

[8] Gaikovich K.P., Smirnov A.I., Yanin D.V. [Methods of near-field resonance microwave diagnostics of biology tissues]. *Journal of Radio Electronics*. 2017. No.2 (23 pp.). <http://jre.cplire.ru/jre/feb17/5/text.pdf>. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results in the framework of the project of the Russian Foundation for Basic Research No. 15-47-02294-r; by the program of Russian Academy of Sciences.

High-power microwaves against locusts and other harmful animals

Zapevalov V.E.

*Institute of Applied Physics RAS
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
zapev@appl.sci-nnov.ru*

Abstract: *There are a lot of phytophagous and harmful animals of agriculture and forestry in the entire world. The ultimate goal in locust control is the use of preventive and proactive methods that disrupt the environment to the least possible extent. This would make agricultural production easier and more secure in the many regions where growing crops is of vital importance. The possibility of using microwave systems to combat harmful animals, pests of agriculture and forestry is discussed*

Keywords: *locusts, insects, environment, pesticides, microwaves, magnetron, gyrotron.*

Микроволны высокой мощности против саранчи и других вредных животных

Запевалов В.Е.

*Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
zapev@appl.sci-nnov.ru*

Аннотация: *Во всем мире существует множество фитофагов и других животных, вредных для сельского и лесного хозяйства. Конечной целью борьбы с саранчой и другими вредителями является использование профилактических методов, которые в наименьшей степени нарушают окружающую среду. Это сделало бы сельскохозяйственное производство более эффективным и безопасным во многих регионах, где выращивание сельскохозяйственных культур имеет жизненно-важное значение. Обсуждается возможность использования микроволновых систем для борьбы с вредными животными, вредителями сельского и лесного хозяйства*

Ключевые слова: *саранча, насекомые, окружающая среда, пестициды, микроволны, магнетрон, гиротрон.*

1. Введение

Саранча, акридия - несколько видов насекомых настоящего семейства саранчи (Acrididae), способных образовывать крупные стаи (до сотен миллионов особей), мигрирующих на значительные расстояния. Саранча может истребить все растения на своем пути, и ее нашествие было всегда всеобщим бедствием [1-3]. Особенностью биологии саранчи является наличие двух фаз - одиночной и стадной. Стадные и одиночные фазы, имеют существенные различия, как по внешнему виду, так и по физиологии и характеру поведения. Саранча одиночной фазы обычно имеет защитную окраску, четко определенный половой диморфизм и малоактивный уединенный образ жизни. Насекомые стадной фазы окрашены более ярко и контрастно, ведут себя гораздо активнее, практически нет полового диморфизма. Саранча имеет в своем жизненном цикле несколько стадий (рис.1): яйца (5), затем личинки (2-4), которые линяют 5 раз, и после – взрослые насекомые - имаго (1), у них уже есть крылья.

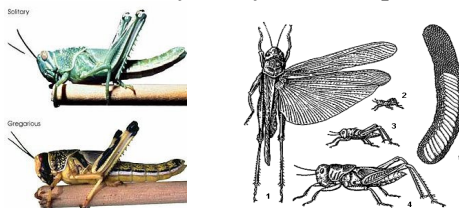


Рис. 1. Стадии развития саранчи

Fig. 1. Stages of locust development

2. Современные методы борьбы с саранчой

Для борьбы с саранчой в настоящее время широко используются только пестициды и механические методы борьбы. Необходимо держать десятки сельскохозяйственных самолетов в постоянной боевой готовности, хранить на складах тысячи тонн различных инсектицидов. Биологические пестициды также используются для уничтожения этих насекомых. Кроме того используются небольшие решетки, огнеметы, гигантские пылесосы. Все используемые методы негативно влияют на окружающую среду. Предлагается использовать мощные лазеры, высоковольтные и микроволновые ловушки, но все это на уровне проектов.

Растущая опасность нашествий саранчи в настоящее время обусловлена целым рядом факторов, среди которых надо отметить: заметные изменения климата (смещение области распространения саранчи на север), по-

вышение ее резистивности к воздействию пестицидов и биологических продуктов, мутации и появление гибридов саранчи с новыми свойствами, политическая нестабильность в местах обитания насекомых, затрудняющая проведение противосаранчовых операций. Все используемые сегодня методы оказывают крайне негативное воздействие на окружающую среду, население и домашних и диких животных. Однако и все эти защитные меры вскоре могут оказаться бесполезными. Недавно обнаружены районы, загрязненные марокканской саранчой, с огромной плотностью укладки: на 1 м^2 было до 5 тысяч яиц, тогда как ранее высокой плотностью считалась уже 2-2,5 тысячи яиц на 1 м^2 . Но главное, что обнаруженная саранча была устойчивой ко всем известным средствам химической защиты.

3. Использование мощных микроволн

Задача борьбы с саранчой состоит из двух частей: обнаружение скоплений кладок, личинок или имаго и их последующее уничтожение. Так как температура скоплений активных насекомых заметно выше, чем подстилающей поверхности, то возможно дистанционное обнаружение саранчи по инфракрасному излучению. Радарные и визуальные методы также могут быть использованы. Рассмотрим возможность использования мощных микроволн для борьбы с саранчой и другими вредными животными. Предлагаемый метод не имеет негативных последствий для окружающей среды, населения, диких и домашних животных и растений, не происходит разрыва трофических цепочек и загрязнения местности ядовитыми веществами. Важным вопросом являются выбор диапазона частот и требуемого уровня мощности для создания специализированных мобильных микроволновых комплексов. Эти условия определяются техническими и экономическими факторами (наличие и стоимость необходимых источников СВЧ-излучения, транспортировка (излучение и распространение) электромагнитных волн). Разумеется, во время непосредственного использования микроволнового излучения должна быть обеспечена надежная защита персонала, населения и с/х животных. Факторы, благоприятные для воздействия микроволн на насекомых, обусловлены тем, что основной составляющей живых организмов является вода разной степени солености. На рис. 2 приведены зависимости реальной и мнимой (поглощение) части диэлектрической восприимчивости воды (чистая и с солью) [4].

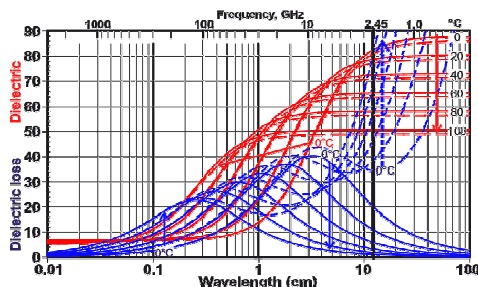


Рис. 2. Зависимости реальной и мнимой (поглощения) части диэлектрической восприимчивости воды от длины волны.

(сплошные кривые - чистая вода, пунктир — с солью).

Fig. 2. Dependences of the real and imaginary (absorption) parts of the dielectric susceptibility of water on the wavelength.

(Solid curves correspond to pure water, dotted with salt)

Поглощение микроволн этой водой и другими составляющими биологических тканей приводит к их нагреву и коагуляции белков, что влияет на яйцевые капсулы, кулиги (личинки), стаи (имаго). Все жизненно важные органы насекомых находятся близко к поверхности [1-3], в пределах скин-слоя, в отличие от позвоночных, где 83% энергии СВЧ излучения поглощается верхним слоем кожи. Поглощение микроволнового излучения в воздухе (атмосфере) при расстояниях порядка 100-1000 м не является существенным фактором, что делает предпочтительным использование ISM (0,915, 2,45, 5,8, 24,125 ГГц и т. д.) частот, выделенных для промышленных, научных и медицинских приложений. Рассмотрим далее возможность использования некоторых микроволновых источников.

4. Промышленные магнетроны и комплексы на их основе

Магнетроны являются в настоящее время основными источниками микроволновой энергии в промышленных процессах [5]. Особенности микроволнового нагрева в значительной мере определяются глубиной проникновения поля в материал. Например, на частоте 2,45 ГГц в воде глубина -3-5 см, бетоне до 30 см, резине 5 - 10 см., металлах – 10 мкм.

Ограничения в использовании микроволновой энергии в промышленных процессах обусловлены ее высокой стоимостью: 1 кВт системы - 1,5-2 тысячи \$, а также технической сложностью. Решением проблемы является

комбинация мощности нескольких «печных» магнетронов 1-2 кВт. Стоимость компонентов такого комплекта для 1 кВт порядка 100 \$. Дополнительные аргументы за: повышение надежности, доступность и низкая стоимость компонентов, удобное управление мощностью, воздушное охлаждение, простота электропитания. Имеется возможность синхронизации и подстройки частоты магнетронов, например для использования ФАР. Мобильные магнетронные комплексы (0,95 и 2,45 ГГц) с полной мощностью порядка 100 кВт могут использоваться против скоплений личинок, однако против стай имаго предпочтительны более высокие частоты.

5. Промышленные гиротроны и комплексы на их основе

Гиротрон представляет собой мощный электровакуумный прибор - источник электромагнитных волн на частотах от 20 до 1000 ГГц с типичными величинами выходной мощности от десятков Вт до 1-2 МВт [5-7], и вполне пригодны для наших целей. Гиротронные комплексы с требуемыми параметрами уже существуют. Упомянем 95 ГГц / 100 кВт / CW гиротрон (CPI) для работы в специальном комплексе нелетального оружия совместно с магнитной системой на основе сухого (без криожидкостей «LHe-free») криомагнита с полем до 3,5 Тл. Комплекс является достаточно мобильным и компактным [7]. Очевидным препятствием для широкого использования таких систем против вредных животных является их высокая цена. Без большого ущерба для функциональности рабочая частота может быть снижена с существенным упрощением системы и уменьшением стоимости. При этом возможно использование обычных магнитных систем с жидкостным охлаждением или на основе постоянных магнитов [5-9]. Пример подобной системы с частотой около 30 ГГц был недавно разработан в КНР [By Rafi Letzter, December 9, 2014].

Представляется перспективным использование в таких комплексах высокоэффективных гиротронов на гармониках циклотронной частоты [8, 9]. На рис. 3 приведены фотография и зависимости выходной мощности и КПД от тока экспериментального 25 ГГц гиротрона на второй гармонике гирочастоты [8]. Использование новых технических решений и материалов, разработка и использование новых магнитных систем создает предпосылки для успешного применения гироприборов в комплексах.

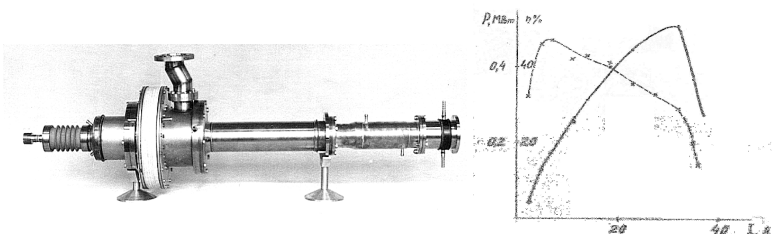


Рис. 3. Фотография и зависимости выходной мощности и КПД гиротрона от тока пучка.

Fig. 3. Photo and the dependence of the output power and the efficiency of the gyrotron on the beam current.

Мобильные международные силы, оснащенные современным микроволновым оборудованием, могут решить проблему борьбы с саранчой и другими вредными животными в глобальном масштабе без ущерба для окружающей среды. Микроволновые системы могут использоваться и против других фитофаговых вредителей сельского и лесного хозяйства (огневки, короеды, древесные черви, термиты, тропические муравьи и т. д.). Микроволновые системы также могут использоваться для отпугивания птиц и млекопитающих (мышей, крыс, волков и т. д.) из нежелательных мест (аэропортов, зернохранилищ, и т. д.).

6. Заключение

1. Использование мощных микроволн - перспективное средство борьбы с саранчой и другими вредными животными.

2. Для воздействия на яйца и личинки целесообразно использовать высокоэффективные магнетроны и гиротроны на ISM частотах. На стадии имаго явные преимущества имеют гиротронные системы.

3. Мобильные международные силы, оснащенные микроволновым оборудованием, могут решить проблему борьбы с саранчой и другими вредными животными в глобальном масштабе без ущерба для окружающей среды.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 15-42-02380.

Список литературы

- [1] Resh V.H. (ed.), Carde R.T. (ed.). Encyclopedia of Insects. Academic Press. 2009. 1169 p.
- [2] A. Steedman, (ed). 1990. Locust Handbook (3rd edition). Chatham: Natural Resources Institute. 204 pp.
- [3] B.Uvarov, 1966. Grasshoppers and locusts, Volume I. Cambridge: University Press. 481 pp. [4] J.B.Hasted, Liquid water: Dielectric properties, in Water A comprehensive treatise, Vol 1, Ed. F. Franks (Plenum Press, New York, 1972) pp. 255-309.
- [5] Sh.E. Tsimring, Electron beams and microwave vacuum electronics, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
- [6] M. Thumm. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. KIT Scientific Publishing, 2015.
- [7] В.Е.Запечалов, Эволюция гиротронов, Изв. Вузов. Радиофизика, 2011, т.LIV, №8-9, с. 559-572.
- [8] В.Е.Запечалов, С.А.Малыгин, Ш.Е.Цимринг, Гиротроны на второй гармонике циклотронной частоты. В книге: Гиротроны, Горький. ИПФ, 1980, с.171-187.
- [9] A.N. Kuftin, V.A. Flyagin, V.K. Lygin, et al. 5.8-62 GHz cw gyrotrons with warm and permanent magnets for technological application. Proc. of Int. workshop "Strong Microwaves in Plasmas", August 2-9. 1999, N. Novgorod, 2000. pp. 671-676.

References

- [1] Resh V.H. (ed.), Carde R.T. (ed.). Encyclopedia of Insects. Academic Press. 2009. 1169 p.
- [2] A.Steedman, (ed). 1990. Locust Handbook (3rd edition). Chatham: Natural Resources Institute. 204 pp.
- [3] B.Uvarov, 1966. Grasshoppers and locusts, Volume I. Cambridge: University Press. 481 pp. [4] J.B.Hasted, Liquid water: Dielectric properties, in Water A comprehensive treatise, Vol 1, Ed. F. Franks (Plenum Press, New York, 1972) pp. 255-309.
- [5] Sh.E.Tsimring, Electron beams and microwave vacuum electronics, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
- [6] M.Thumm. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. KIT Scientific Publishing, 2015.
- [7] V.E.Zapevalov, Evolution of gyrotrons, Radiophysics and Quantum electronics, 2011, v. LIV, №8-9, pp. 559-572.
- [8] V.E.Zapevalov, S.A.Malygin, Sh.E.Tsimring, Gyrotrons at the second harmonic of the cyclotron frequency. In the book: Gyrotrons, Gorky. IAP, 1980, pp.171-187.
- [9] A.N. Kuftin, V.A. Flyagin, V.K. Lygin, et al. 5.8-62 GHz cw gyrotrons with warm and permanent magnets for technological application. Proc. of Int. workshop "Strong Microwaves in Plasmas", August 2-9. 1999, N. Novgorod, 2000. pp. 671-676.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 15-42-02380.

Acoustic sensor for non-contact identification of bacterial cells

¹Borodina I.A., ¹Zaitsev B.D., ¹Teplekh A.A., ²Guliy O.I.

¹Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS
Saratov, 410019, Russian Federation
borodinaia@yandex.com

²Institute of Biochemistry and Physiology of Plants and Microorganisms of RAS Saratov, 410049, Russian Federation
guliy_olga@mail.ru

Abstract: An acoustic sensor based on the slot mode in the delay line is studied for the non-contact analysis of bacterial cells in conductive suspensions. It has been found that the specific interaction of bacterial cells with antibodies in suspensions with different values of conductivity leads to a change in the depth and frequency of the resonant peaks on the frequency dependence of the insertion loss of the sensor output signal. Dependences of the changes in depth and frequency of the resonant peaks on the conductivity of the buffer solution with different cell concentrations due to specific interaction "bacterial cells—antibodies" are obtained. The possibility of using the slot mode for the analysis of bacterial cells in suspensions with an initial conductivity of 5—20 $\mu\text{S}/\text{cm}$ is shown.

Keywords: acoustical sensor for noncontact analysis of bacteria, slot wave, conductive suspensions, bacterial cells, antibodies.

Акустический датчик для бесконтактной идентификации бактериальных клеток

¹Бородина И.А., ¹Зайцев Б.Д., ¹Теплых А.А., ²Гулий О.И.

¹Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

²Институт Биохимии и Физиологии Растений и Микроорганизмов РАН
г. Саратов, 410049, Российская Федерация
guliy_olga@mail.ru

Аннотация: *Исследуется акустический датчик на основе щелевой моды в линии задержки для бесконтактного анализа бактериальных клеток в проводящих суспензиях. Установлено, что специфическое взаимодействие бактериальных клеток с антителами в суспензиях с различной проводимостью приводит к изменению глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика. Получены зависимости изменения глубины и частоты резонансных пиков от проводимости буферного раствора с различной концентрацией клеток при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки—антитела». Показана возможность использования щелевой моды для анализа бактериальных клеток в суспензиях с начальной проводимостью 5—20 мкСм/см.*

Ключевые слова: акустический датчик для бесконтактного анализа бактерий, щелевая мода, проводящие суспензии, бактериальные клетки, антитела.

1. Введение

Обнаружение и идентификация микроорганизмов в реальных образцах жидкости с различной электрической проводимостью (пищевые жидкости, кровь человека и животных) является одной из актуальных проблем современной биотехнологии [1]. Для этих целей наиболее предпочтительными являются методы, которые позволяют получить результат в течение короткого промежутка времени. Для решения указанной задачи привлекательными являются методы электроакустического анализа [2—6]. Известны акустические биологические датчики, позволяющие детектировать бактериальные клетки непосредственно в жидкой фазе, обладающие хорошим быстродействием и чувствительностью [5, 6]. Однако известные методы детекции клеток обладают существенным недостатком, связанным с необходимостью тщательной очистки поверхности звукопровода после контакта с исследуемой суспензией. Зачастую это требует применения специальных мер по удалению остатков предыдущих биологических образцов и контроля качества очистки, что может привести к повреждению элементов датчика. Решить эту проблему можно было бы при помощи методов бесконтактного анализа, в которых контейнер с исследуемой суспензией изолирован от поверхности датчика.

В настоящей работе представлен датчик, на основе щелевой моды в акустической линии задержки с распространяющейся волной с поперечно - горизонтальной поляризацией нулевого порядка [7]. Контейнер с исследуемой биологической суспензией изолирован от линии задержки и исследуемая суспензия не контактирует со звукопроводом. Исследованы

возможности датчика для регистрации специфического взаимодействия «бактериальные клетки — поликлональные антитела».

2. Устройство датчика и методика эксперимента

В качестве основного элемента датчика для бесконтактного исследования бактериальных клеток в проводящих суспензиях использовалась линия задержки на основе пьезоэлектрической пластины Y-X ниобата лития толщиной 200 мкм. На поверхности пластины были нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) для возбуждения и приема акустической волны с поперечно-горизонтальной поляризацией нулевого порядка (SH_0) на центральной частоте ~ 3.5 МГц. Над звукопроводом линии задержки между ВШП помещалась жидкостная ячейка объемом 1.5 мл. Дно ячейки было изготовлено из пластины Z-X ниобата лития, ось X которой была параллельна волновому вектору SH_0 волны в линии задержки. Фиксированный зазор между поверхностью линии задержки и дном жидкостной ячейки обеспечивался с помощью полосок алюминиевой фольги толщиной 8 мкм.

В качестве биологической модели использовали микробные клетки *Azospirillum lipoferum* Sp59b и специфичные им поликлональные кроличьи антитела. Для исследования специфического взаимодействия бактериальных клеток с поликлональными антителами датчик подключался к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) в режиме измерения полных потерь и фазы выходного сигнала устройства. Сначала были измерены характеристики датчика с ячейкой без жидкости. Было установлено наличие ярко выраженных резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь, связанных с возбуждением щелевой моды [7]. Затем жидкостная ячейка заполнялась буферным раствором с определенной проводимостью, и измерялись частотные зависимости полных потерь датчика для ячейки с буферным раствором. После этого ячейку очищали, просушивали и добавляли в нее буферный раствор теперь уже с клетками с определенным количеством в ячейке (10^4 , 10^6 и 10^8 кл/мл) и снова фиксировали показания датчика. На заключительном этапе в ячейку добавлялись антитела с концентрацией 2,2 мкг/мл, и проводилось измерение полных потерь выходного сигнала датчика для суспензии клеток с добавленными антителами. По измеренным зависимостям определялись частота и глубина резонансных пиков. Проводимость буферного раствора при измерениях менялась от 5 до 20 мкСм/см.

3. Полученные результаты

Было показано, что добавление к буферному раствору клеток *A. lipoferum* Sp59b при количестве клеток в ячейке 10^4 , 10^6 , и 10^8 кл/мл практически никак не влияло на частотные характеристики устройства. При последующем добавлении в ячейку антител, специфичных с клетками *A. lipoferum* Sp59b, наблюдалось значительное уменьшение глубины и изменение частоты резонансных пиков по сравнению с ячейкой, нагруженной буферным раствором с клетками (рис. 1). Эти изменения связаны с изменением проводимости суспензии клеток при специфическом взаимодействии клеток с антителами.

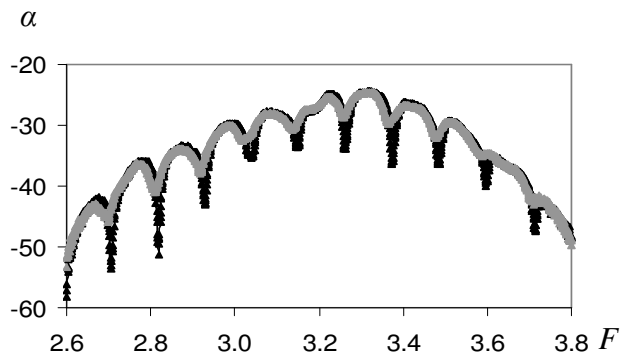


Рис. 1. Частотные зависимости полных потерь α датчика с ячейкой, нагруженной буферным раствором с проводимостью 10 мкСм/см и клетками *A. lipoferum* Sp59b (количество клеток в ячейке 10^6 кл/мл) без добавления антител (черная кривая) и после добавления специфичных антител (серая кривая). Величина α выражена в дБ, F – в МГц.

Fig. 1. The frequency dependencies of the insertion loss α of the sensor when liquid container is filled by buffer solution with conductivity of 10 μ S/cm and sells *A. lipoferum* Sp59b with concentration of 10^6 cells/ml without adding the antibodies (black curve) and after adding the antibodies (gray curve). The value α is expressed in dB, F – in MHz.

В результате проведенных исследований получены зависимости изменения глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика от проводимости буферного раствора для количества клеток в измерительной ячейке 10^4 , 10^6 , и 10^8 кл/мл при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки *A. lipoferum* Sp59b —антитела».

На рисунке 2 приведены зависимости изменения глубины ΔL (а, в, д) и частоты ΔF (б, г, е) резонансного пика вблизи частоты 2.8 МГц от проводимости σ буферного раствора при количестве клеток *A. lipoferum* Sp59b в

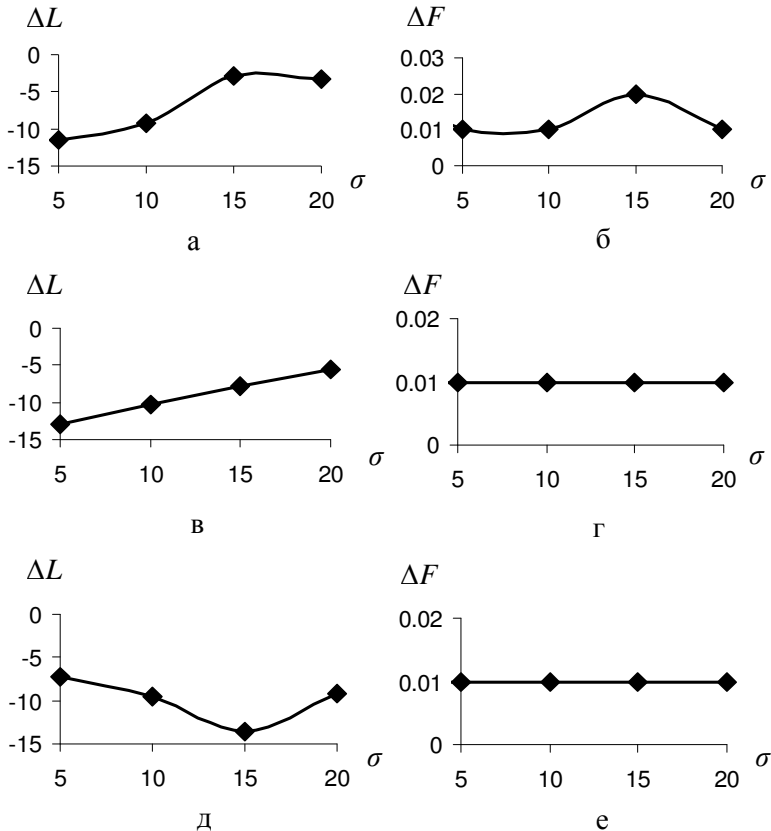


Рис. 2. Зависимости изменения глубины ΔL (а, в, д) и частоты ΔF (б, г, е) резонансного пика на частотной зависимости полных потерь датчика вблизи частоты 2.8 МГц от проводимости σ буферного раствора при специфическом взаимодействии «*A. lipoferum* Sp59b—антитела». Количество клеток *A. lipoferum* Sp59b в ячейке: 10^8 (а, б), 10^6 (в, г) и 10^4 (д, е) кл./мл. Величина ΔL выражена в дБ, ΔF – в МГц, σ – в мкСм/см.

Fig. 2. The dependencies of the change in the depth ΔL (a, в, д) and frequency ΔF (б, г, е) of the resonant peak on the frequency dependence of the insertion loss of the sensor near the frequency of 2.8 MHz on conductivity σ of the buffer solution due to the specific interaction «*A. lipoferum* Sp59b—antibodies». The number of *A. lipoferum* Sp59b cells in the well: 10^8 (a, б), 10^6 (в, г) and 10^4 (д, е) cells/ml. The value ΔL is expressed in dB, ΔF – in MHz, σ – in $\mu\text{S/cm}$.

измерительной ячейке 10^8 (а, б), 10^6 (в, г) и 10^4 (д, е) кл/мл.

Видно, что глубина и частота резонансного пика зависят от проводимости буферного раствора.

4. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что специфическое взаимодействие «бактериальные клетки *A. lipofерum* Sp59b — антитела» приводит к изменению частоты и глубины резонансных пиков на частотной зависимости выходного сигнала датчика на основе щелевой моды в акустической линии задержки с поперечно-горизонтальной волной. Полученные результаты показывают возможность использования датчика для идентификации бактериальных клеток в проводящих суспензиях. К отличительным особенностям нового датчика можно отнести отсутствие контакта исследуемой суспензии с тонким (200 микрон) звуководом линии задержки, что предотвращает его повреждение при удалении отработанной суспензии и чистке, а также возможность использования нескольких жидкостных ячеек для ускорения процесса анализа различных образцов суспензии.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00818-а.

Список литературы

- [1] Walt D., Franz D.R. Biological warfare detection // *Anal Chem.* 2000. V. 12. P. 738A-746A.
- [2] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Кузнецова И.Е., Шихабудинов А.М., Матора Л.Ю., Макарихина С.С., Игнатов О.В. Исследование специфического взаимодействия микробных клеток с поликлональными антителами при помощи резонатора с поперечным электрическим полем // *Микробиология.* 2013. Т. 82. № 2. С. 218-227.
- [3] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Кузнецова И.Е., Шихабудинов А.М., Дыкман Л.А., Староверов С.А., Караваева О.А., Павлий С.А., Игнатов О.В. Определение спектра литической активности бактериофагов методом акустического анализа // *Биофизика.* 2015. Т. 60. № 4. С.722-728.
- [4] Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Бородин И.А., Теплых А.А., Игнатов О.В. Акустический метод анализа бактериальных клеток // *Биофизика.* 2016. Т. 61. № 4. С. 744-757.

[5] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Ignatov O.V., Guliy O.I. Biological sensor based on the lateral electric field excited resonator // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 2012. V. 59. No. 5. P. 963-969.

[6] Borodina I., Zaitsev B., Teplykh A., Guliy O., Shikhabudinov A. The acoustic sensor for bacterial cell detection in conductive suspensions // *Proceedings of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium*. 2016. Sept. 18-21. Tours. France. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728750.

[7] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (vacuum) gap // *Trans. on Ultrason., Ferroel. and Freq. Contr.* 2013. V. 60. No. 12. P. 2677-2681.

References

[1] Walt D., Franz D.R. Biological warfare detection. *Anal. Chem.*, 2000, vol. 12, pp. 738A-746A.

[2] Guliy O. I., Zaitsev B. D., Kuznetsova I. E., Shikhabudinov A. M., Matora L. Yu., Makarikhina S. S., Ignatov O. V. Investigation of specific interactions between microbial cells and polyclonal antibodies using a resonator with lateral electric field. *Microbiology*, 2013, vol. 82, no. 2, pp. 215–223.

[3] Guliy O.I., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Dykman L.A., Staroverov S.A., Karavaeva O.A., Pavliy S.A., Ignatov O.V. Determination of the spectrum of lytic activity of bacteriophages by the method of acoustic analysis. *Biophysics*, 2015, vol 60, no. 4, pp. 592-597.

[4] Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A., Teplykh A.A., and Ignatov O.V. The acoustic method for bacterial cells analysis. *Biophysics*, 2016, vol. 61, no 4, pp. 629–639.

[5] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Ignatov O.V., Guliy O.I. Biological sensor based on the lateral electric field excited resonator. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2012, vol. 59, no. 5, pp. 963-969.

[6] Borodina I., Zaitsev B., Teplykh A., Guliy O., Shikhabudinov A. The acoustic sensor for bacterial cell detection in conductive suspensions. *Proceedings of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2016, DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728750.

[7] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (vacuum) gap. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2013, vol. 60, no. 12, pp. 2677-2681.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-07-00818-a.

Research of developed micromechanical accelerometer

¹Igor E. Lysenko, ¹Olga A. Ezhova

¹Southern Federal University
Taganrog, 347900, Russian Federation
ingvarlys@gmail.com

Abstract: In the report the developed linear acceleration sensor is researched. Parameterized geometry and finite element model for modal analysis are developed in the ANSYS program. Behavioral description of the study design is developed with language VHDL-AMS to simulate the sensor operation under the influence of linear acceleration along three axis of sensitivity. On the basis of research results three-axis device sensitivity, cross-sensitivity, duration transients are specified. As part of the work the experimental sensor prototypes are fabricated.

Keywords: microelectromechanical systems, nanosystems, accelerometer, design, model, research, prototype.

Исследование микромеханических сенсоров линейных ускорений

¹Лысенко И.Е., ¹Ежова О.А.

¹Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347900, Российская Федерация
ingvarlys@gmail.com

Аннотация: В докладе рассмотрена разработанная конструкция сенсора линейных ускорений. Разработаны параметризуемые геометрические и конечно-элементные модели для проведения модального анализа в программе ANSYS. Разработано поведенческое описание исследуемой конструкции на языке VHDL-AMS для проведения моделирования работы сенсора под действием ускорений, проведен статический анализ конструкции. На основе результатов исследований определены чувствительность устройства по трем осям, перекрестная чувствительность, время действия переходных процессов. В рамках работы изготовлены экспериментальные образцы сенсора.

Ключевые слова: микроэлектромеханические системы, наносистемы, акселерометр, конструкция, модель, моделирование, экспериментальный образец.

1. Введение

Развитие современной электроники связаны с разработкой устройств, обладающих малыми массой, габаритами, низкими себестоимостью, энергопотреблением и достаточно высокой надёжностью.

Микроэлектромеханические сенсоры (МЭМС) соответствуют таким критериям. Основными преимуществами МЭМС являются высокая функциональность, малое энергопотребление, массовость, возможность калибровки и программирования, миниатюрность, низкая цена. Рынок МЭМС стремительно растет, ежегодный прирост потребности мирового рынка в МЭМС датчиках составляет 14-20 % (Рис. 1) [1-3].

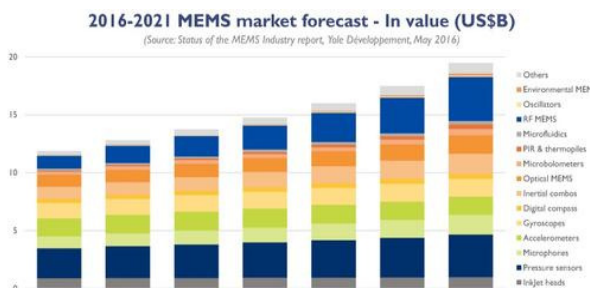


Рис. 1. Прогноз мирового рынка МЭМС

Fig. 1. Forecast of global market of MEMS

Одним из основных направлений развития МЭМС датчиков является разработка, исследование и применение микромеханических сенсоров линейных ускорений [3-5].

Микромеханические акселерометры находят широкое применение в современных технических средствах различного назначения: от специализированных изделий аэрокосмической техники до бытовых приборов, таких как сотовых телефонов и игровых платформ нового поколения [3-5]. Следовательно, актуальной задачей на сегодняшний день является улучшение массогабаритных характеристик микросистем, обеспечение возможности регистрации линейного ускорения подвижного объекта по трем осям чувствительности путем применения интегральных многоосевых микромеханических акселерометров, изготавливаемых на одной подложке в одном технологическом цикле [3, 8-11].

2. Исследуемая модель

В данной работе исследуется разработанная конструкция сенсора линейных ускорений. На рисунке 2 представлена топология интегрального сенсора линейных ускорений с тремя осями чувствительности.

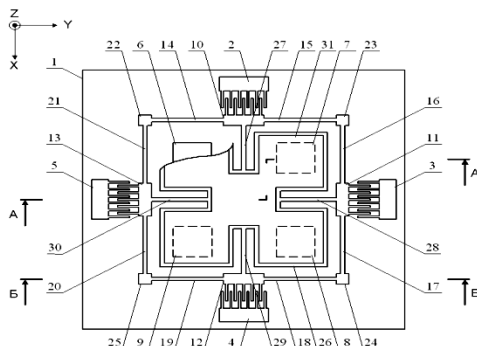


Рис.2. Топология интегрального MMA с тремя осями чувствительности

Fig.2. Topology of integrated MMA with three axes of sensitivity

Предложенный микромеханический сенсор линейных ускорений содержит подложку 1, неподвижные электроды емкостных преобразователей перемещений 2-9, емкостные преобразователи перемещений с подвижными электродами 10-13, упругие балки 14-21, опоры 22-25 и 27-30, инерционную массу, которая состоит из двух структурных слоев 26 и 31 [9].

Работает устройство следующим образом. При возникновении линейного ускорения вдоль оси X, инерционная масса под действием сил инерции начинает совершать перемещения в плоскости подложки вдоль этой же оси в противоположном направлении. При возникновении линейного ускорения вдоль оси Y, инерционная масса под действием сил инерции начинает совершать перемещения в плоскости подложки. При возникновении линейного ускорения вдоль оси Z, инерционная масса под действием сил инерции начинает совершать перемещения перпендикулярно плоскости подложки.

Кроме того, использование неподвижных электродов емкостных преобразователей перемещений 6-9 позволяет применять предложенное микромеханическое устройство как клинометр. Особенностью разработанного сенсора является тот факт, что упругий подвес, инерционные массы, подвижные и неподвижные гребенчатые электроды изготавливаются в одном структурном слое.

3. Экспериментальный образец

В ходе работы по исследованию конструкции были разработан макет микромеханического акселерометра, который представлен на рисунке 4. Технологический маршрут изготовления предложенного микромеханического акселерометра был разработан и адаптирован к MUMPs-технологии [12]. На основе данного маршрута была изготовлена серия экспериментальных образцов. В качестве подложки использовались пластины кремния КЭФ (100) п-типа, диаметр которых составляет 100 мм.

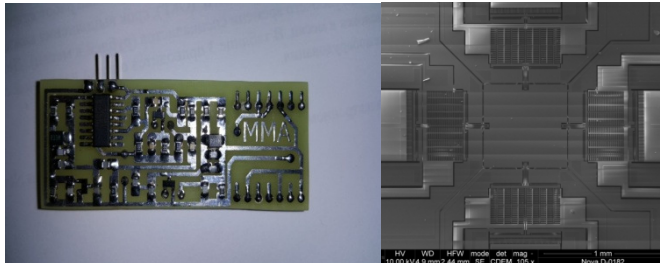


Рис. 3. Макет MMA и фрагмент экспериментального образца

Fig.3. The layout of the MMA and a fragment of an experimental prototype

4. Практические результаты

В работе был выполнен модальный анализ предложенного микромеханического акселерометра с использованием пакета программ ANSYS по осям z (собственная частота равна 2,22 кГц,) и по осям x,y (собственные частоты равны 6,52 кГц).

На рисунках 4-6 представлены результаты статического анализа микромеханического устройства под действием линейных ускорений по осям чувствительности в программе ANSYS.

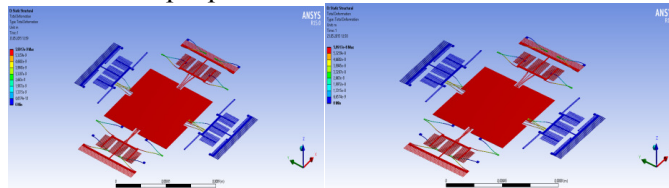


Рис.4. Перемещение чувствительного элемента акселерометра под действием линейного ускорения 1 g и 10g вдоль оси X

Fig.4. Moving a sensing element of the accelerometer under the effect of the linear acceleration of 1 g and a 10g along the X-axis

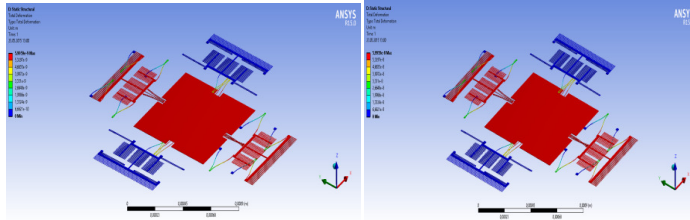


Рис.5. Перемещение чувствительного элемента акселерометра под действием линейного ускорения 1g и 10 g вдоль оси Y

Fig.5. Moving a sensing element of the accelerometer under the effect of linear acceleration 1g and 10 g along the Y-axis

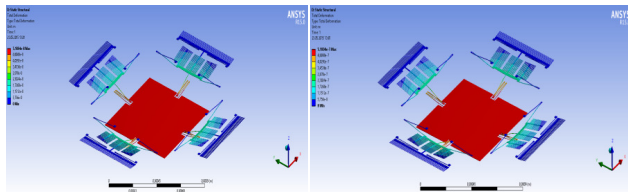


Рис.6. Перемещение чувствительного элемента акселерометра под действием линейного ускорения 1g и 10 g вдоль оси Z

Fig.6. Moving a sensing element of the accelerometer under the effect of linear acceleration 1g and 10 g along the Z-axis

На рисунке 7 представлены результаты моделирования работы микромеханического акселерометра под действием линейных ускорений в программе hAMSter.

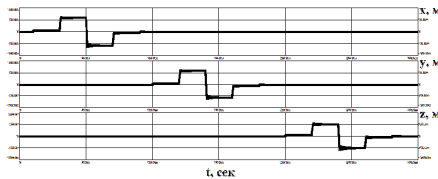


Рис.7. Перемещения чувствительного элемента акселерометра по осям X, Y, Z под действием линейного ускорения

Fig.7. Moving a sensing element of the accelerometer on axes X, Y, Z under the action of linear acceleration

Как видно на рисунке 8, при действии линейных ускорений a_x , a_y , a_z чувствительный элемент совершает синхронные перемещения вдоль осей действия внешнего воздействия. Амплитуда перемещений пропорциональна величине действующего воздействия и составляет при 1 g: 6 нм по осям X, Y и 50 нм по оси Z; и при 10g: 60 нм по осям X, Y и 501 нм по оси Z.

нм по оси Z. Направление действия линейных ускорений будет определять фазу перемещений инерционных масс. Время действия переходных процессов по осям чувствительности X, Y – 9 мс, а оси Z – 11 мс.

5. Заключение

Из результатов проведенных исследований определено, что конструкция упругого подвеса чувствительного элемента микромеханического акселерометра обеспечивает равенство частот по двум осям чувствительности. В ходе исследования были подтверждены параметры микромеханического акселерометра, заложенные на этапе проектирования: количество осей чувствительности – 3; диапазон измеряемых ускорений – ± 10 g; уровень подавления перекрестных помех – не менее 50 дБ.

Источники финансирования и выражение признательности

Результаты получены с использованием оборудования Студенческого конструкторского бюро «Элементы и приборы инерциальных навигационных систем робототехники» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке «Программы развития Южного федерального университета до 2021 года» проект ВнГр - 07/2017-10.

Список литературы

- [1] Yole Development //www.yole.fr
- [2] Русская ассоциация МЭМС //www.mems-russia.ru
- [3] Распопов, В.Я. Микромеханические приборы: учебное пособие. Тула: Тульский государственный университет, 2007, 400 с.
- [4] Ramadoss, R., 2013. MEMS devices for biomedical applications // Solid State Technology, no.10: pp.10-13.
- [5] Аравин В.В., Вернер В.Д., Сауров А.Н., Мальцев П.П. МЭМС высокого уровня – возможный путь развития МЭМС в России // Нано- и микросистемная техника. 2011, №6, С. 28-31.
- [6] С.П. Тимошенко, В.В. Калугин, Е.С. Кочурина, С.А. Анчутин, В.А. Калинин, К.А. Строганов. Микроакселерометры на различные диапазоны измерения линейных ускорений для систем инерциальной навигации // Нано- и микросистемная техника, 2012, №8, С. 32-35.
- [7] Прокофьев И.В., Тихонов Р.Д. Нано- и микросистемы для мониторинга параметров движения транспортных средств // Нано- и микросистемная техника. 2011, №12. С. 48-50.

[8] Лысенко И.Е., Ежова О.А. Исследование влияния параметров элементов подвесов на собственную частоту конструкции микромеханического сенсора линейных ускорений // Нано- и микросистемная техника, 2016, №6, С. 386-390.

[9] Лысенко И.Е. Интегральные микромеханические сенсоры угловых скоростей и линейных ускорений. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013, 180 с.

[10] Lysenko I.E. Modeling of the micromachined angular rate and linear acceleration sensors LL-type with redirect of drive and sense axis // World Applied Sciences Journal, 2013, no.27 (6), p.759-762.

[11] Лысенко И.Е. Функционально интегрированные микро- и наномеханические сенсоры угловых скоростей и линейных ускорений. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013, 167 с.

[12] J.Carter, A.Cowen, B.Hardy , R.Mahadevan, M.Stonefield, S.Wilcenski. MUMPs design handbook. MEMSCAP, Revision 11.0, 2008, 44 p.

References

[1] Yole Development //www.yole.fr

[2] Russian Association of MEMS//www.mems-russia.ru

[3] Raspopov, V.Ja. *Micromechanical devices: textbook*. Tula: Tul'skij gosudarstvennyj universitet, 2007, 400 p. (In Russian).

[4] Ramadoss, R., 2013. MEMS devices for biomedical applications. *Solid State Technology*, no.10: pp.10-13.

[5] Aravin V.V., Verner V.D., Saurov A.N., Mal'cev P.P. [MEMS of high level – eventual ways of MEMS development in Russia]. *Nano- and microsystem technique*, 2011,no. 6, pp. 28-31. (In Russian).

[6] S.P. Timoshenkov, B.V. Kalugin, E.S. Kochurina, C.A. Anchutin, V.A. Kalinin, K.A. Stroganov. [Microaccelerometer for different range of dimension of linear acceleration for inertial navigation system] *Nano- and microsystem technique*, , 2012, no.8, pp. 32-35. (In Russian).

[7] Prokofev I.V., Tihonov R.D. [Nano- and microsystems to monitor motion variables of vehicles]. *Nano- and microsystem technique*, 2011, no.12, pp. 48-50. (In Russian).

[8] Lysenko I.E., Ezhova O.A. [Research of influence of suspension parameters and elements upon free frequency of design of micromechanical linear acceleration sensor]. *Nano- and microsystem technique*, 2016, no.6, pp. 386-390. (In Russian).

[9] Lysenko I.E. *Integrated micromechanical sensors of angular velocity and linear acceleration*. Taganrog: Izd-vo JuFU, 2013,180 p. (In Russian).

[10] Lysenko I.E. Modeling of the micromachined angular rate and linear acceleration sensors LL-type with redirect of drive and sense axis. *World Applied Sciences Journal*, 2013, vol.27, no.6, pp.759-762.

[11] Lysenko I.E. *Functionally integrated micromechanical sensors of angular velocity and linear acceleration*.– Taganrog: Izd-vo JuFU, 2013.– 167 p. (In Russian).

[12] J.Carter, A.Cowen, B.Hardy , R.Mahadevan, M.Stonefield, S.Wilcenski. *MUMPs design handbook*. MEMSCAP, Revision 11.0, 2008, 44 p.

Optical and terahertz wave band plasmonic resonant diffraction gratings

Golovacheva E.V.¹, Gribnikova E.I.¹, Ivanova I.N.¹, Lerer A.M.¹,
Prihodko G.I.¹, Yachmenov A.A.²

¹ Physics Faculty

Southern Federal University

Rostov-on-Don, Russia

e-mail lerer@sfedu.ru

² «Communication on Railway Transport» department

Rostov State Transport University (RSTU)

Rostov on Don, Russia

Abstract: The purpose of this work is theoretical study of resonant PDG (reflection and transmission, absorbing) using a program that implements the method of volume integral equation, comparison of theoretical results with the experimental results in the literature; adapting this program for calculating DG with graphene layers and strips; solution of the integrated equations for graphene DG and study other DG properties.

Keywords: volume integral equations, graphene, graphene gratings, plasmons, coefficient of reflection, transmission, absorbing

Плазмонные резонансные дифракционные решетки оптического и терагерцового диапазона

Головачева Е.В.¹, Грибникова Е.И.¹, Иванова И.Н.¹, Лерер А.М.¹,
Приходько Г.И.¹, Ячменов А.А.²

¹Физический факультет

Южный федеральный университет,

Ростов-на-Дону, Россия

e-mail lerer@sfedu.ru

²Ростовский государственный университет путей сообщения,

Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация: Разработан метод и программа для численно-аналитического решения объемного интегрального уравнения для одно- и двух периодических оптических дифракционных решеток, содержащих плазмонные слои. Программа адаптирована для расчета решеток с графеновыми слоями. Для исследования

графеновых решеток разработан также метод, использующий поверхностный импеданс графена. Теоретически исследованы резонансно отражающие, пропускающие и поглощающие дифракционные решетки. Проведены сравнения теоретических и экспериментальных результатов.

Ключевые слова: объемные интегральные уравнения, графен, графеновые решетки, плазмоны, коэффициент отражения, передачи, поглощения.

1. Введение

Резонансные дифракционные решетки (ДР) находят применение для управления световым потоком и позволяют заменить разнообразные традиционные оптические элементы, а также многоэлементные оптические системы одной решеткой. Большинство метаматериалов можно сравнить с дифракционной решеткой. Длина волны поверхностного плазмон-поляритона (ППП) значительно меньше, чем длина волны в диэлектрических слоях, поэтому резонансные размеры ДР с плазмонными материалами меньше, чем размеры диэлектрических и металлodieлектрических ДР. ППП чувствителен к показателю преломления окружающей среды, поэтому параметры плазмонных ДР (ПДР) могут быть настроены путем изменения параметров диэлектрических слоев ДР. В оптическом диапазоне ППП может распространяться прежде всего на границе металл – диэлектрик. В последние годы появились новые плазмонные материалы [1], в ТГц диапазоне плазмонными свойствами обладает графен [2]. Свойства плазмонных материалов в оптическом диапазоне описываются комплексной диэлектрической проницаемостью, а графена – поверхностным импедансом [2-4].

Цель работы - теоретическое исследование резонансных дифракционных решеток ПДР (отражающих, пропускающих, поглощающих) оптического и терагерцового диапазонов. Моделирование проведено с помощью программы, реализующей метод объемного интегрального уравнения [5-6].

2. Исследуемая модель

Пусть на многослойную подложку (подложка может содержать как диэлектрические, так и плазмонные слои) нанесена периодическая система графеновых лент шириной $2l$. Ленты, параллельные оси z , лежат в плоскости $y = 0$. Период ДР d . Рассмотрим дифракцию H - поляризованной волны единичной амплитуды. На полосках выполняются граничные условия $E_x(x, +0) = E_x(x, -0)$, $E_x(x, 0) + E_x^{ext}(x, 0) = \rho j_x(x)$, где $j_x(x)$ - по-

верхностная плотность тока, формулы для вычисления $\rho = 1/\sigma$ приведены в [2-4]. С помощью разложения полей в ряд Флоке, использования граничных условий на границах диэлектрических слоев и на графеновых полосках, нетрудно получить парные суммарные уравнения (ПСУ)

$$\frac{1}{d} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{J_p}{g_p} \exp(i\alpha_p x) + i \frac{\rho k}{Z_0} = i \bar{k}_{y,-} \exp(ik_x x), \text{ при } |x| \leq l.$$

$$\frac{1}{d} \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_p \exp(i\alpha_p x) = 0, \text{ при } l \leq |x| \leq d/2,$$

где k, Z_0 - волновое число и волновое сопротивление в вакууме,

$J_p = \int_{-l}^l j_x(x) \exp(-i\alpha_p x) dx$, $\alpha_p = \frac{2p\pi}{d} + k_x$, $k_{x,y}$ компоненты волнового вектора падающей волны, амплитуды пространственных гармоник $1/g_p$ функции для многослойной структуры здесь не приводятся.

ПСУ решены методом Галеркина с базисом в виде полиномов Гегенбауэра $j_x(x) = \sum_{m=0}^{\infty} X_m b_m C_m^{3/2}(x/l)(l^2 - x^2)$,

где $b_m = i^m / [l^3 \sqrt{2\pi}(m+2)(m+1)]$, X_m - неизвестные коэффициенты.

В результате получили систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), для решения которой использовано равенство Парсевала. Решив СЛАУ, находим коэффициенты отражения R_p и прохождения T_p распространяющихся пространственных гармоник

$$R_p = R\delta_p - i \frac{J_p}{d g_p \hat{\gamma}_{p,+}}, T_p = R\delta_p + i \frac{J_p}{d g_p \hat{\gamma}_{p,-}}, \text{ где } \bar{\gamma}_{p,\pm} = \frac{\sqrt{k^2 \epsilon_{\pm} - \alpha_p^2}}{\epsilon_{\pm}}.$$

Коэффициенты отражения R_p и прохождения по мощности

$$R_p^{(P)} = |R_p|^2 \frac{\hat{\gamma}_{p,+}}{k_{y,+}}, T_p^{(P)} = |T_p|^2 \frac{\hat{\gamma}_{p,-}}{k_{y,+}}.$$

Для интеграции графеновых слоев в эту ДР введем эффективную диэлектрическую проницаемость графена $\varepsilon = 1 - \frac{Z_0(i\sigma' + \sigma'')}{k t}$.

Здесь t параметр, играющий смысл эффективной толщины графена. Он может быть любой величины при условии - $t \ll \lambda$. Для графена в диапазоне 1-80 ТГц $\text{Re } \varepsilon < 0$. Таким образом, условие существования ППР выполняется.

3. Практические результаты

Расчитанная решетка была представлена в виде периодической системы графеновых полосок в вакууме (воздухе) и системы периодических вырезов в графеновом слое. На основе проведенных расчетов были построены частотные характеристик коэффициентов отражения, прохождения и потерь при различных изменениях параметров. Результаты совпали для всех методов расчета: методом ОДУ и методом граничных условий. Кроме того, полученные результаты сравнивались с ранее полученными результатами [7]. В [7] резонансная частота коэффициентов отражения и поглощения 1,7 ТГц для одних и тех же условий расчета и наблюдения при $\mu = 0,39 \text{ эВ}$ и $T = 300 \text{ К}$ и ширине полосок 40 мкм совпала с резонансной частотой рассчитанной представленным методом. Расчеты графеновых решеток двумя методами подтверждают справедливость введения эффективной диэлектрической проницаемости графена.

Представим некоторые из них для прямоугольной графеновой полоски. На рис.1-3 представлена зависимость коэффициента отражения (прохождения, потерь) от частоты для прямоугольной графеновой полоски с периодом решетки $dx=dy=d=70 \text{ мкм}$, $h = 60 \text{ мкм}$, коэффициентом преломления $n = 1,77$. Из рис. 1-3, следует вывод, что в графеновой решетке наблюдается плазмонный резонанс при размерах полосок значительно меньших половины длины волны. Резонансная частота, естественно, увеличивается при уменьшении размеров полосок. При этом, также естественно, уменьшается отражение. Интересный результат – увеличение потерь с уменьшением размеров.

Были также проведено моделирование при фиксированных размерах полосок $A_x=A_y=A = 40 \text{ мкм}$ и разных периодов.

Результаты моделирования показали, что при увеличении периода уменьшается заполнение решетки, коэффициент отражения уменьшается.

При этом уменьшается взаимодействие между соседними полосками, поэтому увеличивается резонансная частота.

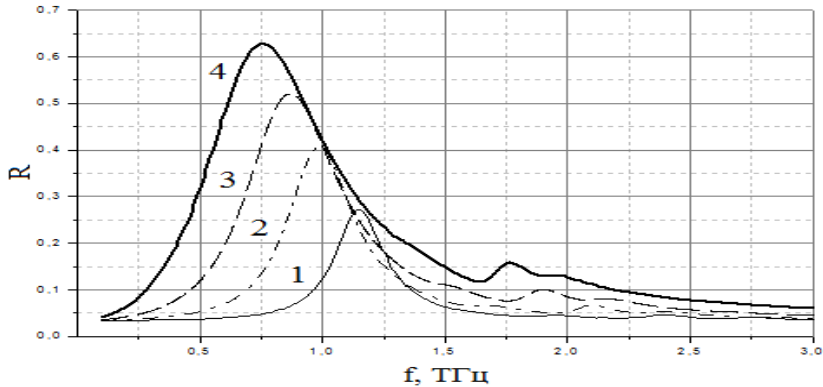


Рис. 1. Коэффициент отражения при различных размерах полосок, кривые 1-4 соответствуют размерам полосок: $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ нм.

Fig. 1. The reflection coefficient dependence on the frequency with the different sizes of the strips. Curves 1-4 belong to strips with various sizes $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ nm

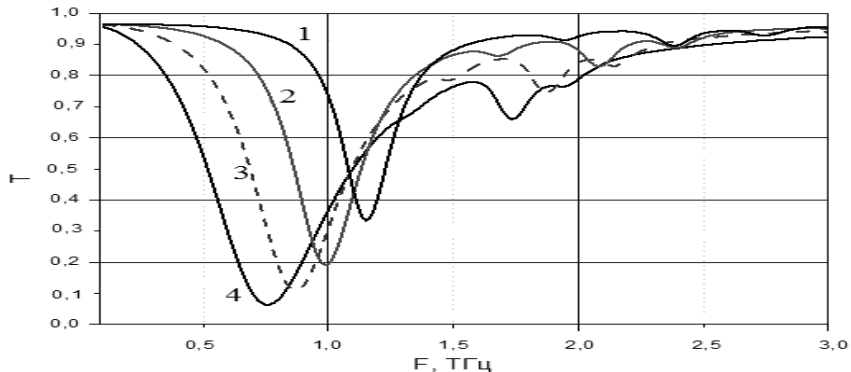


Рис. 2. Коэффициент прохождения при различных размерах полосок, кривые 1-4 соответствуют размерам полосок $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ нм.

Fig. 2. The dependence of the coefficient passage on the frequency under the different sizes of the strips. Curves 1-4 correspond to the strips with different sizes $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ nm

Моделирование также показало, что наличие дополнительного слоя подложки сильного влияния на частоту резонансов не оказывает. Увеличение

показателя преломления подложки, на которой расположена графеновая решетка, приводит к смещению резонансов в более низкочастотную область.

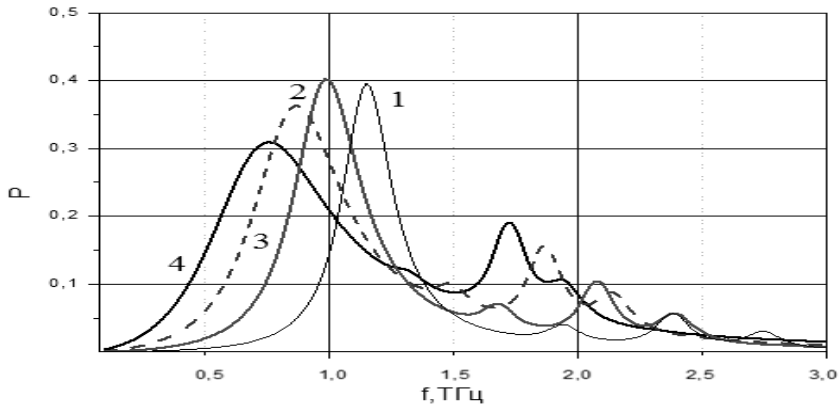


Рис. 3. Коэффициент потерь при различных размерах полосок, кривые 1-4 соответствуют размерам полосок $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ нм.

Fig. 3. Coefficient of losses dependence on the frequency with the different sizes of the strips. Curves 1-4 belong to the strips with various sizes $A_x = A_y = A = 30, 40, 50, 60$ nm.

4. Заключение

Результаты расчетов на основе метода объемных интегральных уравнений дифракционных решеток с использованием графена различных тестовых задач показали успешность проведенных вычислений. Проведение расчетов параметров структур, ранее полученные с использованием других методов, подтверждает справедливость введения эффективной диэлектрической проницаемости графена. В графеновой решетке наблюдается плазмонный резонанс при размерах полосок значительно меньших половины длины волны. Резонансная частота, естественно, увеличивается при уменьшении размеров полосок. При этом, также естественно, уменьшается отражение. А увеличение периода решетки приводит к уменьшению значения коэффициента отражения и увеличению резонансной частоты. Увеличение показателя преломления подложки, на которой расположена графеновая решетка, приводит к смещению резонансов в более низкочастотную область.

Работа выполнена в рамках реализации базовой части госзадания Минобрнауки России 3.5398.2017/8.9.

Список литературы

- [1] N. Ueno, B. Dwijaya, Y. Uchida, Y. Egashira, N. Nishiyama, "Synthesis of mesoporous ZnO, AZO, and BZO transparent conducting films using nonionic triblock copolymer as template," *Materials Letters*, vol. 100, pp. 111-114, 2013.
- [2] I. Llatser, C. Kremers, A. Cabellos-Aparicio, J. M. Jornet, E. Alarco'n, D.N. Chigrin, "Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation", *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*. 2012, vol.10, pp. 353–358
- [3] X. Luo, T. Qiu, W. Lu, Z. Ni, "Plasmons in graphene: Recent progress and applications", *Materials Science and Engineering: R: Reports*. 2013, vol. 74, no 11, pp. 351–376
- [4] T. Gu, A.Andryieuski, Y.Hao, Y. Li, J. Hone, C.W. Wong, A.Lavrinenko, T.Low, T. F. Heinz "Photonic and Plasmonic Guided Modes in Graphene–Silicon Photonic Crystals", *ACS Photonics*. 2015, no 2, pp.1552–1558
- [5] Лерер А.М. Теоретическое исследование двухмерно периодических наноплазмонных структур. // *Радиотехника и электроника*. 2012. Т. 57. №11. С. 1160-1169.
- [6] A. M. Lerer, I. V. Donets, G. A. Kalinchenko, and P. V. Makhno. "Volume integral method for investigation of plasmonic nanowaveguide structures and photonic crystals", *Photon. Res.* 2014, vol. 2, no. 1, pp. 31-37.
- [7] T. L. Zinenko *J. Opt.* 17 (2015), 055604 (8pp).

References

- [1] N. Ueno, B. Dwijaya, Y. Uchida, Y. Egashira, N. Nishiyama, "Synthesis of mesoporous ZnO, AZO, and BZO transparent conducting films using nonionic triblock copolymer as template," *Materials Letters*, vol. 100, pp. 111-114, 2013.
- [2] I. Llatser, C. Kremers, A. Cabellos-Aparicio, J. M. Jornet, E. Alarco'n, D.N. Chigrin, "Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation", *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*. 2012, vol.10, pp. 353–358
- [3] X. Luo, T. Qiu, W. Lu, Z. Ni, "Plasmons in graphene: Recent progress and applications", *Materials Science and Engineering: R: Reports*. 2013, vol. 74, no 11, pp. 351–376
- [4] T. Gu, A.Andryieuski, Y.Hao, Y. Li, J. Hone, C.W. Wong, A.Lavrinenko, T.Low, T. F. Heinz "Photonic and Plasmonic Guided Modes in Graphene–Silicon Photonic Crystals", *ACS Photonics*. 2015, no 2, pp.1552–1558
- [5] A. M. Lerer, "Theoretical Investigation of 2D Periodic Nanoplasmon Structures", *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2012, vol. 57, no. 11, pp. 1151–1159.
- [6] A. M. Lerer, I. V. Donets, G. A. Kalinchenko, and P. V. Makhno. "Volume integral method for investigation of plasmonic nanowaveguide structures and photonic crystals", *Photon. Res.* 2014, vol. 2, no. 1, pp. 31-37.
- [7] T. L. Zinenko *J. Opt.* 17 (2015), 055604 (8pp).

Instantaneous frequency measurement of multiple microwave signals based on preliminary two-frequency splitting

¹Ivanov A.A., ¹Morozov O.G., ²Burdin V.A., ²Dashkov M.V.

¹Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI,
Karl Marx, 10, Kazan, 420111, Russia

²Povoljskii State University of Telecommunications and Informatics
Lev Tolstoy, 23, Samara, 443010, Russia
aleste1@mail.ru

Abstract: A new method for measuring the instantaneous frequency of a multitude of microwave signals is proposed, based on their successive filtering and frequency-amplitude conversion in tunable gain/absorption contours of Mandelstam-Brillouin stimulated scattering excited in a single-mode optical fiber. First, the frequency components of the microwave signals are split into two in electrooptic Mach-Zehnder modulators, with a difference frequency equal to the half-width of the gain/absorption contour. Using of these operations allows us to perform measurements with high resolution and accuracy (the width of the contour is 20 MHz, the error in determining the measured frequency, as center frequency of contour, is units of Hz).

Keywords: microwave photonic, instantaneous frequency of the microwave signal, stimulated Mandelstam-Brillouin scattering, gain/absorption contour, "frequency-amplitude" transformation measurement.

Измерение мгновенной частоты множества микроволновых сигналов на основе предварительного двухчастотного расщепления

¹Иванов А.А., ¹Морозов О.Г., ²Бурдин В.А., ²Дашков М.В.

¹Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ,
ул. К. Маркса, 10, Казань, 420111, Россия

²Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
ул. Л. Толстого, 23, Самара, 443010, Россия
aleste1@mail.ru

Аннотация: Представлен новый метод измерения мгновенной частоты множества микроволновых сигналов, основанный на их последовательной фильтрации и преобразовании «частота-амплитуда» в перестраиваемых контурах усиления/поглощения вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна, возбужденного в одномодовом оптическом волокне. Предварительно частотные составляющие микроволновых сигналов расщепляются в электрооптическом модуляторе Маха-Цендера на две, с разностной частотой, равной полуширине контура усиления/поглощения. Использование указанных операций позволяет выполнять измерения с высоким разрешением и точностью (ширина контура 20 МГц, погрешность определения измеряемой частоты, как его центральной частоты, единицы Гц).

Ключевые слова: микроволновая фотоника, мгновенная частота радиосигнала, вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна, контур усиления /поглощения, измерительное преобразование «частота-амплитуда».

1. Introduction

First, we have to determine that spectral analysis of the microwave signals is a measurement of its instantaneous frequency and intensity (MIFI). Many different schemes and methods for MIFI already have known today. There have been proposed various versions of the MIFI systems using the "frequency-time" transformation to assess the frequency of multiple concurrent radio signals [1–4].

The effect of stimulated Mandelstam-Brillouin scattering in the field of sensory systems has resulted in new MIFI means. They are based on the principles of scanning the entire investigated frequency range by SMBS contour and using the "frequency-amplitude" transformation. One of the main advantages of this method is the possibility of measuring the instantaneous frequency of the microwave signal during the simultaneous impact from a variety of sources. It will determine our choice to use SMBS for solving the problems of spectrum analysis.

Since the width of the SMBS gain/absorption contour is 20-100 MHz, so it shall be the resolution of the measurement system [5, 6]. Despite several advantages, the implementation of these methods are not always effective, due to the remaining characteristic of the low accuracy and sensitivity of the measurements in a wide frequency band.

We have to reduce the measurement error and increase sensitivity of MIFI systems based on "frequency-amplitude" transformation in contours of SMBS gain or absorption with its two-frequency probing by measuring frequency splitting components, based on principals published in [7–15] and realized in different MIFI ways in [16–18] and other monitoring systems [19–22].

2. MIFI with preliminary two-frequency splitting

To address the shortcomings of previous schemes and improve the accuracy and sensitivity it was proposed MIFI method based on preliminary two-frequency splitting. Structural scheme of installation is shown on Fig. 1.

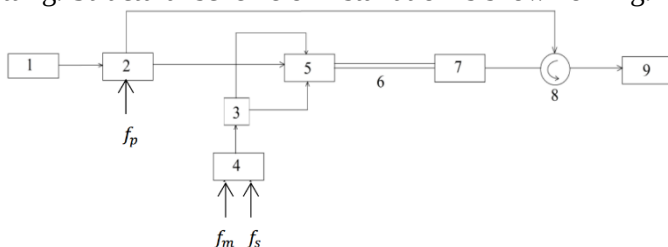


Fig. 1. Structural scheme of installation

Рис. 1. Структурная схема установки.

The optical signal from laser diode 1 with a wavelength of about 1550 nm and line bandwidth about 100 kHz is divided into two channels by the optical splitter 2 with embedded MZM. In the up channel signal is modulated in embedded MZM in minimum operating point by pump frequency f_p , so the carrier f_c is suppressed and two components are formed $f_c \pm f_p$. These components are going to fiber 6 and triggering stimulated Mandelstam-Brillouin scattering (SMBS) with frequencies $f_c \pm f_p - f_b$ for gain contour and $f_c \pm f_p + f_b$ for loss contour. The pump frequency is chosen so, that frequencies $f_c - f_p + f_b$ and $f_c + f_p - f_b$ are near the carrier position, and frequencies $f_c - f_p - f_b$ and $f_c + f_p + f_b$ determine lowest and highest boards of measuring range, where $f_p = f_b \sim 10\text{--}11$ GHz. If we'll change f_p , we'll scan by gain and loss contours the spectral positions of measuring frequencies, which are lying between lowest and highest boards. In the direct channel signal is modulated in a dual port MZM 5, each input of which serves for modulation by f_m and f_s signals from the frequency combiner 4 through bias combiner 3. Bias for both ports are controlled in minimum DPMZM operating point, so in its output we have suppressed carrier f_c and two frequency components $f_c \pm f_m \pm f_s$, which are lying inside measuring range $f_c - f_p - f_b$ and $f_c + f_p + f_b$. Splitting frequency f_s is equal to half of gain or loss SMBS contours FWHM $\sim 10\text{--}50$ MHz.

Next, the modulated signal with $f_c \pm f_m \pm f_s$ components is supplied to the section of the fiber 6, in which gain and loss contours are distributed by optical radiation modulated in upper channel. Thus, two frequency splitting components $f_c \pm f_m \pm f_s$ probes the contours $f_c \pm f_p \pm f_b$.

Two-frequency radiation that has passed through the fiber taken by a photodetector 9. When amplitudes of components are equal, measuring frequency f_m corresponds to the central frequency of SMBS gain contour $f_c - f_p - f_b$ and registered by amplitude and coefficient of amplitude modulation of beating frequency of two components $f_c \pm f_m \pm f_s$ envelope respectively in gain $f_c - f_b - f_b$ and loss $f_c + f_b + f_b$ SMBS contours.

3. Analysis of measurements accuracy and sensitivity

The relative measurement error of the center frequency can be 0,1% and is determined by the line width of the laser radiation, as well as accurately maintain the modulation, pump and splitting frequencies. A certain percentage of error may make the presence in the spectrum of not fully suppressed carrier radiation. The presence of noise N with standard deviation in measuring system leads to errors in the measurement of peak signal S from the central wavelength in the gain contour $\delta\lambda_B$. SNR will be determined by the following expression:

$$SNR = (i_s^2)/(i_n^2) = S^2/N^2 \quad (1)$$

Given that $SNR \gg 1$, we get:

$$\delta\lambda_B = \Delta\lambda_B / 2(\sqrt{SNR^{1/2} - 1}) \quad (2)$$

where $\Delta\lambda_B$ – FWHM of gain contour.

Thus, the SNR determines the accuracy of shift λ_B measuring and therefore determines the precision characteristics of fiber-optical measuring systems. For situation with dual frequency probing, $\delta\lambda_B$ will be in $\sqrt{2}$ times smaller.

Processing of signals with envelope $2f_s$ do not require the use of broadband receiver, that allows us to process a signal at the beat frequency between split components of the signal which is equal to the twice difference frequency between them. This fact significantly narrows the bandwidth of the receiving part of the device (from units of GHz to a few MHz) and therefore increases the SNR. The application of the envelope detector, the bandwidth of which lies in the region of receiver minimum noises, consequently also increases the SNR, allow us to avoid the influence of the intense low-frequency fluctuations and interference, for example, peak detector with direct detection in DC region, on the measurement accuracy. There are noise distribution of $1/f$ type and other low frequency noises of different nature. Only thermal motion and shotgun pellet noises are in the area of beating envelope.

The experimentally obtained results confirmed the results of theoretical modeling and were obtained at two experimental setups: for the splitting of the microwave signal (Fig. 2) and the excitation of the SMBS gain/absorption contour (Fig. 3).

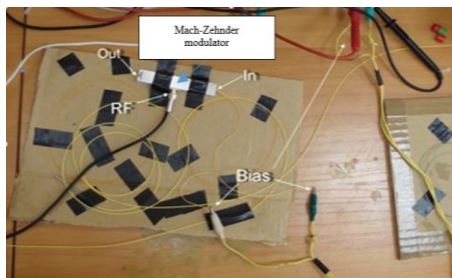


Fig. 2. Setup for microwave signal splitting

Рис. 2. Установка для разделения
микроволновых сигналов

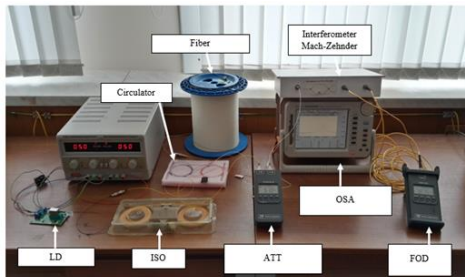


Fig. 3. Setup for SMBS excitation

Рис. 3. Установка для возбуждения

4. Conclusions

The use of proposed operations makes it possible to perform instantaneous frequency measurements with high resolution and accuracy (the width of the gain/absorption contour can be 20 MHz, and the error in determining the measured frequency as its center frequency is units of Hz), as well as high sensitivity (when processing information at the envelope beat frequency of two splitting components, the gain relative to the signal noise ratio can reach 3-6 times). The instantaneous frequency range of the measured microwave signals is 0.04-40 GHz.

Acknowledgement

This work is performed as a part of the state task (base part, program “Asymmetry”, №8.6872.2017/БЧ), which is carried out by KNRTU-KAI.

References

- [1] Winnall S.T., Lindsay A.C. A Fabry-Perot scanning receiver for microwave signal processing. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1999, vol. 47, no. 7, pp. 1385-1390.
- [2] Rugeland P. et al. Photonic scanning receiver using an electrically tuned fiber-Bragg grating. *Opt. Lett.*, 2009, vol. 34, no. 24, pp. 3794-3796.
- [3] Ye C. et al. All-optical approach to microwave frequency measurement with large spectral range and high accuracy. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2012, vol. 24, no. 7, pp. 614-616.
- [4] Zheng S. et al. High-resolution multiple microwave frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2012, vol. 24, no. 13, pp. 1115-1117.
- [5] Xiao Y., Guo J., Wu K. Multiple microwave frequencies measurement based on stimulated Brillouin scattering with improved measurement range. *Opt. Exp.*, 2013, vol. 21, no. 26, pp. 31740-31750.

- [6] Nguyen L.V.T. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2009, vol. 21, no. 10, pp. 642-644.
- [7] Morozov O.G. et al. Principles of multiple frequencies characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin gain spectrum. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560K.
- [8] Morozov O.G. et al. Characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin scattering spectrum using a double-frequency probing radiation. *Proc. SPIE*, 2013, vol. 8787, P. 878709.
- [9] Morozov O.G. et al. Optical vector network analyzer based on amplitude-phase modulation. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 980717.
- [10] Il'in G.I., Morozov O.G., Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560M.
- [11] Morozov O.G. et al. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures. *Proc. SPIE*, 2008, vol. 7026, P. 70260I.
- [12] Morozov O.G. et al. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures. *Proc. SPIE*, 2008, vol. 7026, P. 70260J.
- [13] Morozov O.G., Aybatov D.L. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum. *Proc. SPIE*, 2007, vol. 6605, P. 660506.
- [14] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices. *Proc. SPIE*, 2011, vol. 7992, P. 799202.
- [15] Morozov O.G., Aybatov D.L. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator. *Proc. SPIE*, 2010, vol. 7523, P. 75230D.
- [16] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement using double-frequency probing. *Proc. SPIE*, 2013, vol. 8787, P. 878708.
- [17] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π -phase-shifted fiber-Bragg grating. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9136, P. 91361B.
- [18] Morozov O.G. et al. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560N.
- [19] Bourdine A.V. Fiber Bragg grating writing technique for multimode optical fibers providing stimulation of few-mode effects in measurement systems. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070J.
- [20] Kafarova A.M. et al. Experimental researches of fiber Bragg gratings operating in a few-mode regime. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070L.
- [21] Kafarova A.M. et al. Quasi-interferometric scheme improved by fiber Bragg grating for detection of outer mechanical stress influence on distributed sensor being silica multimode optical fiber operating in a fewmode regime. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070K.
- [22] Sultanov A.Kh et al. IR-UWB radio-over-fiber system components development. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 980708.

Источники финансирования и выражение признательности

Эта работа выполнена в рамках государственного задания КНИТУ-КАИ: базовая часть, программа «Асимметрия», №8.6872.2017/БЧ.

Список литературы

- [1] Winnall S.T., Lindsay A.C. A Fabry-Perot scanning receiver for microwave signal processing. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 1999. Т. 47. № 7. С. 1385-1390.

- [2] Rugeland P., Yu Z., Sterner C., Tarasenko O. Photonic scanning receiver using an electrically tuned fiber-Bragg grating // Opt. Lett. 2009. T. 34. № 24. C. 3794-3796.
- [3] Ye C. et al. All-optical approach to microwave frequency measurement with large spectral range and high accuracy. IEEE Photon. Technol. Lett. 2012. T. 24, № 7. C. 614-616.
- [4] Zheng S., Ge S., Zhang X. High-resolution multiple microwave frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering // IEEE Photon. Technol. Lett. 2012. T. 24. № 13. C. 1115-1117.
- [5] Xiao Y., Guo J., Wu K. Multiple microwave frequencies measurement based on stimulated Brillouin scattering with improved measurement range // Opt. Exp. 2013. T. 21. № 26. C. 31740-31750.
- [6] Nguyen L.V.T. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals // IEEE Photon. Technol. Lett. 2009. T. 21. № 10. C. 642-644.
- [7] Morozov O.G. et al. Principles of multiple frequencies characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin gain spectrum // Proc. SPIE. 2014. T. 9156. C. 91560K.
- [8] Morozov O.G. et al. Characterization of stimulated Mandelstam-Brillouin scattering spectrum using a double-frequency probing radiation // Proc. SPIE. 2013. T. 8787. C. 878709.
- [9] Morozov O.G. et al. Optical vector network analyzer based on amplitude-phase modulation // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 980717.
- [10] Il'in G.I., Morozov O.G., Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. SPIE. 2014. T. 9156. C. 91560M.
- [11] Morozov O.G. et al. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures // Proc. SPIE. 2008. T. 7026. C. 70260I.
- [12] Morozov O.G. et al. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures // Proc. SPIE. 2008. T. 7026. C. 70260J.
- [13] Morozov O.G., Aybatov D.L. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum // Proc. SPIE. 2007. T. 6605. C. 660506.
- [14] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices // Proc. SPIE. 2011. T. 7992. C. 799202.
- [15] Morozov O.G., Aybatov D.L. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator // Proc. SPIE. 2010. T. 7523. C. 75230D.
- [16] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement using double-frequency probing // Proc. SPIE. 2013. T. 8787. C. 878708.
- [17] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π -phase-shifted fiber-Bragg grating // Proc. SPIE. 2014. T. 9136. C. 91361B.
- [18] Morozov O.G. et al. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature // Proc. SPIE. 2014. T. 9156. C. 91560N.
- [19] Bourdine A.V. Fiber Bragg grating writing technique for multimode optical fibers providing stimulation of few-mode effects in measurement systems. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070J.
- [20] Kafarova A.M. et al. Quasi-interferometric scheme improved by fiber Bragg grating for detection of outer mechanical stress influence on distributed sensor being silica multimode optical fiber operating in a fewmode regime. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070K.
- [21] Kafarova A.M. et al. Experimental researches of fiber Bragg gratings operating in a few-mode regime. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070L.
- [22] Sultanov A.Kh. et al. IR-UWB radio-over-fiber system components development. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 980708.

A generalized model of the electro-optical diagram-forming device in CAD AWR Design Environment

Belkin M. E.¹, Golovin V. V.², Tyschuk U. N.²

¹Moscow Technological University (MIREA)

Moscow, 119454, Russian Federation

belkin@mirea.ru

²Sevastopol State University, SevSU

Sevastopol, 299053, Russian Federation

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Abstract: The results of the development of the modules of the generalized equivalent electric model of the electro-optical diagram-forming device (TTD-type) for the phased array antenna of the microwave range are presented. The results of modeling a 16-element phased array in the frequency range 6-18 GHz are presented using the model of the developed diagram-forming device.

Keywords: equivalent electric model, radio-photonics, phased array antenna, diagram-forming device.

Обобщенная модель электрооптического диаграммообразующего устройства в САПР AWR Design Environment

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹Московский технологический университет (МИРЭА)

Москва, 119454, Россия

belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ

Севастополь, 99053, Россия

v_golovin@mail.ru, y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: представлены результаты разработки модулей обобщенной эквивалентной электрической модели электрооптического диаграммообразующего устройства (TTD-типа) для фазированной антенной решетки микроволнового диапазона. Представлены результаты моделирования 16-элементной ФАР в диапазоне частот 6 — 18 ГГц с использованием модели разработанного ДОУ.

Ключевые слова: эквивалентная электрическая модель, радиофотоника, фазированная антенная решетка, диаграммообразующее устройство.

1. Введение

К современным фазированным антенным решеткам (ФАР) предъявляются высокие системные требования: большое число первичных излучателей, широкая мгновенная полоса рабочих частот (10 — 20 ГГц), формирование нескольких лучей, высокое быстродействие при обзоре пространства и т.д. Применение традиционной элементной базы функциональной электроники при построении ФАР предполагает существенное усложнение структуры диаграммообразующего устройства (ДОУ). Применение цифровой обработки сигналов, синтеза апертуры антенной решетки аппаратными средствами требует применения дорогостоящих устройств и элементной базы, повышения энергопотребления. Принципиального улучшения технико-экономических показателей ДОУ ФАР можно добиться за счет применения гибридных электрооптических модулей и распределительных трактов в схеме формирования амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве ФАР. На сегодняшний день разработано достаточно много вариантов структурных схем электрооптических ДОУ [1 — 4]. Главным затруднением при проектировании таких систем является отсутствие единой САПР со сквозным моделированием разработанных на основе современной элементной базы микроволновых и оптических трактов с учетом переходных процессов, шумовых характеристик и нелинейных свойств отдельных компонентов схемы. Так, в оптических САПР микроволновые компоненты представлены в виде обобщенных блоков («черных ящиков»), представляющих собой упрощенные математические модели СВЧ устройств. Поэтому актуальной является адаптация многофункциональных микроволновых САПР под анализ волоконно-оптических устройств на уровне их многопараметрических эквивалентных (функциональных) электрических схем, откалиброванных по данным экспериментальных измерений, учитывающих вносимые ими линейные и нелинейные искажения, их шумовые характеристики. Сложность построения таких моделей связана также с тем, что для полнофункционального сквозного моделирования необходимо обеспечить работу схемы как с радио-, так и с квазиоптическими сигналами.

Одной из наиболее удачных платформ для решения данных задач является САПР *AWR Design Environment*, преимущества которой подробно проанализированы авторами данной публикации в [5].

В данной работе представлено обобщение результатов разработки эквивалентных моделей оптических модулей электрооптического ДОУ ФАР в САПР *AWR Design Environment*.

2. Анализ характеристик разработанных моделей оптических модулей электрооптического ДООУ

Общая разработанная структура ДООУ ФАР, подробно описанная авторами в [1], имеет вид, показанный на рис. 1.

Данная схема включает в себя модули, обеспечивающие:

- формирование сетки квазиоптических сигналов лазерных излучателей (блок лазеров и мультиплексор);
- внешнюю однополосную модуляцию по интенсивности оптических несущих (однополосный электрооптический модулятор Маха-Цандера);
- формирования первичной дискретной временной задержки на разных оптических несущих (анизопериодическая Брэгговская решетка);
- усиление группового оптического сигнала до номинального уровня (оптический усилитель);
- разветвленный оптический тракт с формированием вторичного селективного распределения временных задержек на разных оптических несущих (оптический распределительный тракт);
- детектирование и фильтрация радиосигнала (фотодетекторы).

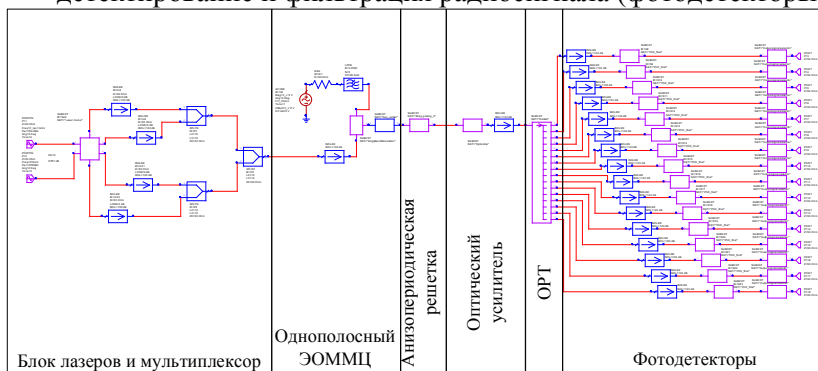


Рис. 1. Модель ДООУ ФАР

Fig. 1. The model of phased array antenna diagram-forming device

Для реализации схемы ДООУ были решены следующие задачи:

- обеспечена работа эквивалентных схем оптических модулей с реальными оптическими частотами и радиочастотами одновременно;
- разработана оптимальная структура блока лазеров по критерию минимизации количества генерируемых тонов, генерируемых входными гармоническими портами, так как увеличение числа исходных гармонических тонов с учетом высокой требуемой точности моделирования суще-

ственно увеличивало требуемое для моделирования всей схемы машинное время, что затрудняло работу со схемой даже на ЭВМ с высокой производительностью;

— разработана новая, оригинальная нелинейная многопараметрическая эквивалентная электрическая модель электрооптического модулятора Маха-Цандера, позволяющая осуществлять внешнюю двух- и однополосную амплитудную модуляцию квазиоптического сигнала; линейные и нелинейные характеристики модели верифицированы на основе экспериментальных исследований [5, 6];

— разработаны эквивалентные электрические модели анизопериодических Брэгговских решеток отражательного и проходного типов, работающих в диапазоне частот квазиоптических сигналов (рис. 2);

— для схемы из разработанных блоков лазер — ММЦ — фотодетектор выполнена верификация передаточной характеристики ММЦ, частотной характеристики тракта в микроволновом диапазоне, вносимых потерь, вносимых нелинейных искажений при двухтональном моделирующем радиосигнале [5];

— разработана эквивалентная модель высокоскоростного оптического переключателя, выполненного по интегральной технологии на кремниевой подложке (рис. 3), предназначенного для коммутации оптических линий задержки в течение времени, не превышающего 1 нс.

Особенность модели переключателя связана с разделением исходного оптического сигнала на два канала с разной временной задержкой и последующим их детектированием. Коммутация при этом осуществляется в микроволновом тракте. При использовании кремниевых технологий здесь можно обеспечить высокую (около 1 нс) скорость коммутации. Далее радиосигнал усиливается и используется для прямой модуляции интенсивности излучения лазерного излучателя.

Разработанная модель ДОУ (рис. 1) предназначена для управления амплитудно-фазовым распределением в раскрые линейной ФАР с небольшим количеством излучателей и одним коммутируемым лучом диаграммы направленности при относительно небольшом числе дискретов коммутации его пространственного положения.

Для расширения функциональных возможностей модели ДОУ (многократное увеличение излучающих элементов, увеличение числа дискретных положений луча, возможность перехода к двумерной (трехмерной) структуре полотна ФАР) разработана уточненная модель ДОУ ФАР. Эта модель отличается от показанной на рис. 1 тем, что в выходных оптических каналах включены оптические фазовращатели, обеспечивающие

формирование окончного фазового распределения микроволновых сигналов в раскрые полотна излучателей ФАР. Подобный подход обеспечивает и требуемое расширение функциональных возможностей антенной системы.

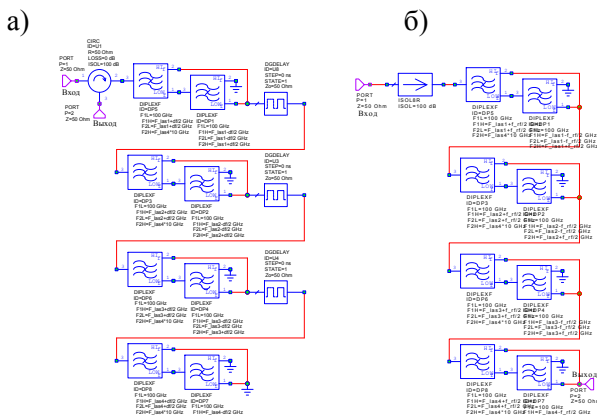


Рис. 2. Модели анизотропической волоконной Брэгговских решетки отражательного (а) и проходного (б) типа

Fig. 2. The models of anisotropic fiber Bragg gratings of reflective (a) and continuous (б) type

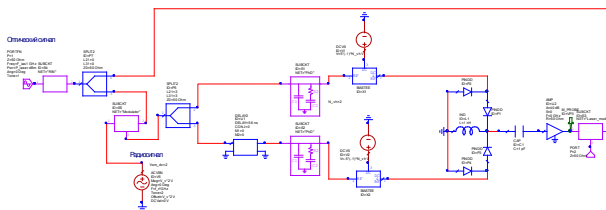


Рис. 3. Модель высокоскоростного переключателя оптических линий задержки

Fig. 3. The model of high-speed switch optical delay lines

Для достижения этой цели проанализированы существующие схемы электрооптических сверхширокополосных микроволновых фазовращателей и разработаны две модели:

- фазовращатель на многочастотной волоконной Брэгговской решетке (рис. 4), ФВ1;
- фазовращатель на квадратурном однополосном модуляторе Маха-Цандера [7], ФВ2.

Функциональная схема ФВ1 (рис. 4) содержит следующие блоки: поляризационный контроллер (1); многочастотная волоконная Брэгговская

	ZD=50 Cms. L=100 mm EdEte1 Loss=0	BURCKT ID=S1 NET="Drag grating mesh"	DELAY2 ID=U5 DELAY=Phase/360*_losses ns ATTN
--	--	--	--

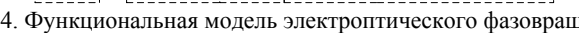
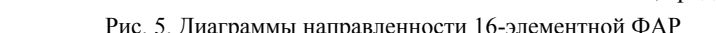


Fig. 4. Functional model of electro-optical phase shifter



nal patterns of the 16 element phased array antenna for differ

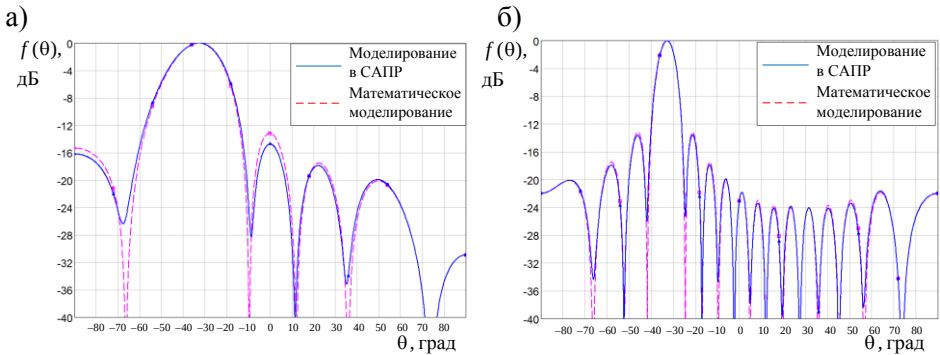


Рис. 6. Диаграммы направленности 16-элементной ФАР при фиксированном времени задержки (15 пс) в тракте ДООУ на частотах 6 ГГц (а) и 18 ГГц (б)

Fig. 6. The directivity patterns of the 16-element phased array antenna with the fixed delay time (15 ps) in the diagram-forming device at 6 GHz (a) and 18 GHz (b)

4. Заключение

Представлена обобщенная модель электрооптического диаграммообразующего устройства для микроволновой фазированной антенной решетки, разработанная в САПР *AWR Design Environment*. Представлены результаты разработки оригинальных эквивалентных электрических моделей отдельных функциональных электрооптических модулей ДООУ: блока лазерных излучателей, нелинейной модели модулятора Маха-Цандера (ММЦ), модели анизопериодических брегговских решеток проходного и отражательного типов, модели высокоскоростного коммутатора оптических линий задержки, две модели электрооптических сверхширокополосных микроволновых фазовращателей. Представлены результаты экспериментальной верификации характеристик модели ММЦ. Разработанный набор моделей узлов электрооптического тракта позволяет осуществлять сквозное нелинейное моделирование характеристик ФАР различной структуры в специализированном САПР с развитыми библиотеками современных активных и пассивных микроволновых компонентов и трактов. Дополнительным преимуществом разработанной обобщенной модели ДООУ является возможность анализа характеристик ФАР в составе системных моделей различных телекоммуникационных систем.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект 14-29-08141 офи-м.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
 Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
 Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Список литературы

- [1] Belkin M.E., Iakovlev V., Sigov A., Tyschuk Y., Golovin V. An advanced approach to simulation of super-wide bandwidth information and communication systems combining microwave and photonic industrial technologies // 28th European Modeling and Simulation Symposium (EMSS 2016). Larnaca, Cyprus 26-28 September 2016. — pp. 141 — 147.
- [2] Jung B.M., Yao J.P. A two-dimensional optical true time-delay beamformer consisting of a fiber Bragg grating prism and switch-based fiber-optic delay lines // IEEE Photon. Technology Letters. — 2009. — V. 21, N. 10. — P. 627 — 629.
- [3] Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. — Artech House, Inc., 2005. — 496 p.
- [4] Liu Y., Yao J., Yang J. Wideband true-time-delay unit for phased beam forming using discrete-chirped fiber grating prism // Optics Communications. — 2002. — (207). — P. 177 — 187.
- [5] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N., Kudzh S.A., Sigov A.S. Modeling optical intensity modulators based on Mach-Zehnder interferometer by software tool of microwave circuits calculation NI AWR Design Environment // Electronic online publication. Russian technological journal. — M., 2016. — Vol. 4. — №5 (14). — pp. 3 — 16.
- [6] Belkin M. E., Golovin V. V., Tyschuk U. N. The equivalent electrical model of the Mach-Zehnder electro-optical modulator at the CAD AWR Microwave Office // Proc. Of the 26th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, Russia, September 4 — 10, 2016. — pp. 2353 — 2359.
- [7] Golovin V. V., Tyschuk U. N. The equivalent electrical model of the electro-optical broad-band phase shifter at the CAD AWR Microwave Office // Proc. Of the 26th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, Russia, September 4 — 10, 2016. — pp. 2360 — 2366.

References

- [1] Belkin M.E., Iakovlev V., Sigov A., Tyschuk Y., Golovin V. An advanced approach to simulation of super-wide bandwidth information and communication systems combining microwave and photonic industrial technologies // 28th European Modeling and Simulation Symposium (EMSS 2016), pp. 141 — 147.
- [2] Jung B.M., Yao J.P. A two-dimensional optical true time-delay beamformer consisting of a fiber Bragg grating prism and switch-based fiber-optic delay lines // IEEE Photon. Technology Letters, 2009, vol. 21, № 10, pp. 627 — 629.
- [3] Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook / Artech House, Inc., 2005, 496 p.
- [4] Liu Y., Yao J., Yang J. Wideband true-time-delay unit for phased beam forming using discrete-chirped fiber grating prism // Optics Communications, 2002, pp. 177 — 187.
- [5] Belkin M.E., Golovin V.V., Tyschuk Yu.N., Kudzh S.A., Sigov A.S. Modeling optical intensity modulators based on Mach-Zehnder interferometer by software tool of microwave circuits calculation NI AWR Design Environment // Electronic online publication. Russian technological journal, M., 2016, vol. 4, №5 (14), pp. 3 — 16.
- [6] Belkin M. E., Golovin V. V., Tyschuk U. N. The equivalent electrical model of the Mach-Zehnder electro-optical modulator at the CAD AWR Microwave Office // Proc. Of the 26th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, 2016, pp. 2353 — 2359.
- [7] Golovin V. V., Tyschuk U. N. The equivalent electrical model of the electro-optical broad-band phase shifter at the CAD AWR Microwave Office // Proc. Of the 26th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, 2016, pp. 2360 — 2366.

Acknowledgements

The work is supported by the Russian Foundation for Basic Research, project 14-29-08141 офи-м.

Instantaneous frequency measurement of microwave signals based on method of additional frequency separation

Ivanov A.A., Morozov O.G., Sakhabutdinov A.J., Denisenko P.E.
Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI,
Karl Marx, 10, Kazan, 420111, Russia
aleste1@mail.com

Abstract: A new method for measuring the instantaneous frequency of microwave signals based on the frequency-amplitude conversion in the classical fiber Bragg grating with a Gaussian spectral contour is presented. Firstly, the frequency components of the microwave signals are additively shifted in the electro-optical Mach-Zehnder modulator to a frequency equal to the half-width of the grating contour. Using these operations allows us to perform instantaneous frequency measurements with high resolution and accuracy in the "low" frequency range (0,04-4 GHz). The instantaneous frequency range of the measured microwave signals in the whole system is 0,04-20 GHz.

Keywords: microwave photonics, optical signal processing, instantaneous frequency measurement, "frequency-amplitude" conversion, Fiber Bragg Grating, additional frequency separation.

Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием метода аддитивного частотного смещения

Иванов А.А., Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж., Денисенко П.Е.
Казанский Национальный Исследовательский Технический Университет
имени А.Н. Туполева-КАИ,
ул. К. Маркса, 10, Казань, 420111, Россия
aleste1@mail.com

Аннотация: Представлен новый метод измерения мгновенной частоты микроволновых сигналов, основанный на преобразовании «частота-амплитуда» в классической волоконной решетке Брэгга с гауссовым спектральным контуром. Предварительно частотные составляющие микроволновых сигналов аддитивно смещаются в электрооптическом модуляторе Маха-Цендера на частоту, равную половине контура решетки. Использование указанных операций позволяет выпол-

нять измерения мгновенной частоты с высоким разрешением и точностью в области «низких» частот (0,04-4 ГГц). Диапазон мгновенных частот измеряемых микроволновых сигналов в целом по системе составляет 0,04-20 ГГц.

Ключевые слова: микроволновая фотоника, оптическая обработка сигнала, измерение мгновенной частоты, преобразование «частота-амплитуда», волоконная решетка Брэгга, дополнительное разделение частот.

1. Introduction

With the development of microwave photonics, all-optical instantaneous frequency measuring systems (IFMS), built on the principles of microwave signal processing in optical range, became one of the promising tools, used in different structures of defense and civil areas. In comparison with convenient methods [1], that use electronic multi-channel technology, all-optical IFMS have significant advantages in a higher operational frequency and amplitude range, lower losses, immunity to electromagnetic disturbances, simple structure, which affects the compactness and the size of the system [2–5]. As for structural features, all-optical IFMS should use only one laser, at least one optoelectronic modulator, one FBG and one narrowband photodetector to reduce the size, overall cost, complexity and increase the compactness of the system.

Modern best structural solutions of all-optical IFMS based on “frequency-amplitude” measurement conversion in FBG. It’s using allows direct photo detection with low frequency filter and significantly low cost of system as a whole [6–10]. The main disadvantage of all-optical IFMS with FBG is the monotonicity of the conversion characteristic in the area near the central wavelength, which reduces the resolution of conversion at “low” microwave frequencies (0,4-4 GHz). The second ones are noise nature of direct intensity photo detection, temperature shift of laser and FBG central wavelengths, and operating point of modulator.

2. Convenient ways to avoid limitations

To avoid limitations it has been proposed to use FBG with special structure (e.g. with π -phase shift) and poly-harmonic probing methods [9-17]. First can help to form additional measuring channel for “low” frequencies with steep slopes. Second are intended to realize measuring processing on the difference frequency of probing components, which lay in zone of minimal photo detector noises. Additional advantage is parameter analysis of the FBG contour, also on the difference frequency, to control the position of laser, FBG and modulator

central wavelength and its changing with the temperature, when amplitudes of probing components are or not equal and carrier is or no.

Stable characteristics on “low” frequencies was shown with the use of FBG in few mode fibers (FMF) [18, 19], but its realization demand some additional researches before using. Other errors may occur from the shift of the central wavelength of the laser, the temperature drift of the working point of the modulator, some problems with dispersion [20, 21]. To fix these problems we need to add an additional channel for monitoring the operating modes of measuring elements, as was said above.

All given methods are complexed and need special FBG structure (π -phase shift, FBG in FMF, etc.). Our proposed method is operating with classical FBG of Gaussian type.

3. IFMS with Gaussian FBG and additional frequency separation

Method of additional frequency separation (AFS) was inspired by main principles of IFMS with FBG measuring conversion. We took the next principles (Fig. 1): amplitude-phase modulation conversion of single optical carrier (LD – laser diode) into symmetrical dual-frequency signal [12] for AFS in modulator block (MB); its modulation by unknown frequency (MZM); and subsequent “frequency-amplitude” measurement conversion in FBG with Gaussian (not π -phase shift) reflection spectrum. Different frequency of AFS is equal to the half-width of the grating contour. Therefore, the “low” frequencies are measured on linear slope of FBG. The block diagram and the harmonics disposition for two different signals, with “low” and “high” frequencies, to be measured, is also shown on Fig. 1. Operation in this case however requires using of broadband photodetector with f_{AFS} band, the same as in convenient systems.

The amplitude of the envelope of the first pair of signals U_{P1} at the difference frequency is defined as:

$$U_{P1} = \sqrt{A_{11\ OUT}^2 + A_{12\ OUT}^2 + 2A_{11\ OUT}A_{12\ OUT}\cos[(\varphi_{12\ OUT} - \varphi_{11\ OUT})]} \quad (1)$$

The amplitude of the second pair U_{P2} at the difference frequency is defined with $A_{21\ OUT}$ and $A_{22\ OUT}$ components. The value, connecting the measured amplitudes and parameter of the difference frequency is defined as the sum

$$f \rightarrow \Delta U = (U_{P1} + U_{P2})/2. \quad (2)$$

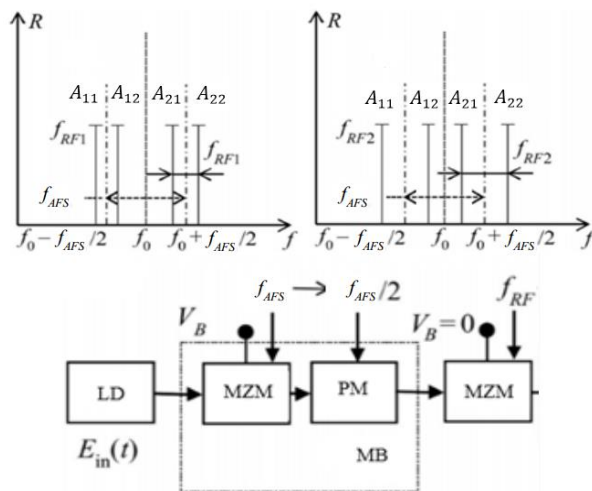


Fig. 1. IFM method with additional frequency separation: explanation of the operation principle for “low” (top left) and “high” (top right) frequencies, and the block diagram of the transmitting part (bottom)

Рис. 1. Метод измерения мгновенной частоты с дополнительным разделением частот: объяснение принципа работы для низких (слева сверху) и высоких частот (справа сверху) и блок-схема передающей части (внизу)

Therefore, if the range of convenient IFMS will be equal for 20 GHz, we have to write FBG with full width on the floor equal, as minimum, to ~ 40 GHz. In such case, edge “low” and “high” frequencies are measured on nonlinear parts of FBG contour. If we enter additional frequency shift (it will be equal at full width to 20 GHz), the “low” frequencies will be measured on linear slope. The photodetector passband is ~ 20 GHz.

In order to save measuring frequency range we have to use MB [12] for unknown frequency modulation instead of MZM (Fig. 1). In order to minimize photo detector passband we use two mechanisms of detection. The first is described by Eqs. (1)-(2). The registered signal will be envelope of beating between A_{11} and A_{12} or A_{21} and A_{22} components. It will be presented as harmonic oscillation with changing index of modulation $m \in]1;0[$. $m \in]1;0,8[$ characterizes “low” frequencies, $m < 0,8$ – “high” frequencies in the range from 4 to 20 GHz. Second mechanism is described by envelope of beating between A_{12} and A_{21} . It will be presented as harmonic oscillation with index of modulation m equal to 1. It characterizes frequencies in range from 4 to 20 GHz with amplitude difference, smaller for smaller frequencies.

If we divide our subranges as 0,04-10 and 10-20 GHz the passband of photodetector can be ~ 10 GHz. If we compare these cases, we can determine different character of oscillations in first and second cases. This difference help us to find in what range we measure frequency: from 0,04 to 10 GHz ($m < 1$) or from 10 to 20 GHz ($m = 1$). So, these principles can be used as the base for new IFMS design with high resolution and accuracy for “low” microwave frequencies. Nonlinear and linear parts of Gaussian FBG contour differ on 38% by linearity, so accuracy of measurements for “low” frequencies can reach 40-60 MHz (accuracy of convenient methods is 120-200 MHz).

4. Conclusions

In this paper, the method of microwave photonic instantaneous frequency measurement based on “frequency-amplitude” conversion in Gaussian FBG with additional frequency separation is presented. Using of these operations allows us to perform instantaneous frequency measurements with high resolution and accuracy in the “low” frequency range (0,04-4 GHz) of microwave signals. In some cases, it can be expanded until 10 GHz. The passband of photodetector may be smaller in two times according to convenient systems.

Acknowledgement

This work is performed as a part of the state task (base part, program “Asymmetry”, №8.6872.2017/БЧ), which is carried out by KNRTU-KAI.

References

- [1] East P.W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. *IET Radar Sonar Navig.*, 2012, vol. 6, no. 2, pp. 112-122.
- [2] Ghelfi P. A fully photonics-based coherent radar system. *Nature*, 2014, vol. 507, pp. 341-345.
- [3] Zou X.H., Pan S.L., Yao J.P. Instantaneous microwave frequency measurement with improved measurement range and resolution based on simultaneous phase modulation and intensity modulation. *J. Lightw. Technol.*, 2009, vol. 27, no. 23, pp. 5314-5320.
- [4] Zhou J.Q. et al. Photonic measurement of microwave frequency based on phase modulation. *Opt. Exp.*, 2009, vol. 17, pp. 7217-7221.
- [5] Wei L., Ning H.Z., Wang L.X. Reconfigurable instantaneous frequency measurement system based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator. *Journal of Photonics*, 2012, vol. 4, no. 2, pp. 427-436.
- [6] Li Z. et al. Photonic instantaneous measurement of microwave frequency using fiber Bragg grating. *Opt. Commun.* 283, 2010, pp. 396-399.

- [7] Zhang X. et al. Microwave frequency measurement using fiber Bragg grating as V-shape filter. *Proc. of 2010 International Conference on Digital Manufacturing & Automation*, 2011, pp. 921-924.
- [8] Li Z. et al. Instantaneous microwave frequency measurement using a special fiber Bragg grating. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2011, vol. 21, no. 1, pp. 1346-1348.
- [9] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement using double-frequency probing. *Proc. SPIE*, 2013, vol. 8787, P. 878708.
- [10] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π -phase-shifted fiber-Bragg grating. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9136, P. 91361B.
- [11] Morozov O.G. et al. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560N.
- [12] Il'in G.I., Morozov O.G., Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application. *Proc. SPIE*, 2014, vol. 9156, P. 91560M.
- [13] Morozov O.G. et al. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures. *Proc. SPIE*, 2008, vol. 7026, P. 70260I.
- [14] Morozov O.G. et al. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures. *Proc. SPIE*, 2008, vol. 7026, P. 70260J.
- [15] Morozov O.G., Aybatov D.L. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum. *Proc. SPIE*, 2007, vol. 6605, P. 660506.
- [16] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices. *Proc. SPIE* 7992, 2011, P. 799202.
- [17] Morozov O.G., Aybatov D.L. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator. *Proc. SPIE*, 2010, vol. 7523, P. 75230D.
- [18] Bourdine A.V. Fiber Bragg grating writing technique for multimode optical fibers providing stimulation of few-mode effects in measurement systems. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070J.
- [19] Kafarova A.M. et al. Experimental researches of fiber Bragg gratings operating in a few-mode regime. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070L.
- [20] Kafarova A.M. et al. Quasi-interferometric scheme improved by fiber Bragg grating for detection of outer mechanical stress influence on distributed sensor being silica multimode optical fiber operating in a fewmode regime. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 98070K.
- [21] Sultanov A.Kh et al. IR-UWB radio-over-fiber system components development. *Proc. SPIE*, 2016, vol. 9807, P. 980708.

Источники финансирования и выражение признательности

Эта работа выполнена в рамках государственного задания КНИТУ-КАИ: базовая часть, программа «Асимметрия», №8.6872.2017/БЧ.

Список литературы

- [1] East P.W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. // *IET Radar Sonar Navig.* 2012. T. 6. № 2. С. 112-122.
- [2] Ghelfi P. A fully photonics-based coherent radar system. // *Nature*. 2014. T. 507. С. 341-345.

- [3] Zou X.H., Pan S.L., Yao J.P. Instantaneous microwave frequency measurement with improved measurement range and resolution based on simultaneous phase modulation and intensity modulation. // J. Lightw. Technol. 2009. T. 27. № 23. C. 5314-5320.
- [4] Zhou J.Q. et al. Photonic measurement of microwave frequency based on phase modulation. // Opt. Exp. 2009. T. 17. C. 7217-7221.
- [5] Wei L., Ning H.Z., Wang L.X. Reconfigurable instantaneous frequency measurement system based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator. // Journal of Photonics. 2012. T. 4. № 2. C. 427-436.
- [6] Li Z. et al. Photonic instantaneous measurement of microwave frequency using fiber Bragg grating. // Opt. Commun. 2010. T. 283. C. 396-399.
- [7] Zhang X. et al. Microwave frequency measurement using fiber Bragg grating as V-shape filter. // Proc. of 2010 International Conference on Digital Manufacturing & Automation. 2011. C. 921-924.
- [8] Li Z. et al. Instantaneous microwave frequency measurement using a special fiber Bragg grating. // IEEE microwave and wireless components letters. 2011. T. 21. № 1. C. 1346-1348.
- [9] Morozov O.G. et al. Instantaneous frequency measurement using double-frequency probing. // Proc. SPIE. 2013. T. 8787. C. 878708.
- [10] Morozov O.G. et al. In-staneous frequency measurement of microwave signals in optical range using «frequency-amplitude» conversion in the π -phase-shifted fiber-Bragg grating. // Proc. SPIE. 2014. T. 9136. C. 91361B.
- [11] Morozov O.G. et al. Instantaneous microwave frequency measurement with monitoring of system temperature. // Proc. SPIE. 2014. T. 9156. C. 91560N.
- [12] Il'in G.I., Morozov O.G., Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application. // Proc. SPIE. 2014. T. 9156. C. 91560M.
- [13] Morozov O.G. et al. Methodology of symmetric double frequency reflectometry for selective fiber optic structures. // Proc. SPIE. 2008. T. 7026. C. 70260I.
- [14] Morozov O.G. et al. Metrological aspects of symmetric double frequency and multi frequency reflectometry for fiber Bragg structures. // Proc. SPIE. 2008. T. 7026. C. 70260J.
- [15] Morozov O.G., Aybatov D.L. Two-frequency scanning of FBG with arbitrary reflection spectrum. // Proc. SPIE. 2007. T. 6605. C. 660506.
- [16] Aybatov D.L., Morozov O.G., Sadeev T.S. Dual port MZM based optical comb generator for all-optical microwave photonic devices. // Proc. SPIE. 2011. T. 7992. C. 799202.
- [17] Morozov O.G., Aybatov D.L. Spectrum conversion investigation in lithium niobate Mach-Zehnder modulator. // Proc. SPIE. 2010. T. 7523. C. 75230D.
- [18] Bourdine A.V. Fiber Bragg grating writing technique for multimode optical fibers providing stimulation of few-mode effects in measurement systems. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070J.
- [19] Kafarova A.M. et al. Quasi-interferometric scheme improved by fiber Bragg grating for detection of outer mechanical stress influence on distributed sensor being silica multimode optical fiber operating in a fewmode regime. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070K.
- [20] Kafarova A.M. et al. Experimental researches of fiber Bragg gratings operating in a few-mode regime. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 98070L.
- [21] Sultanov A.Kh. et al. IR-UWB radio-over-fiber system components development. // Proc. SPIE. 2016. T. 9807. C. 980708.

Accuracy evaluation of visibility range estimation using digital television images

Mickhayluck Y.P., Nacharov D.V., Tumko V.V.

Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
mvp@ua.fm

Abstract: The technique for optical daytime visibility range estimation using digital television images has been developed. Modelling results of the accuracy evaluation of proposed technique are presented. Analytical solution for accuracy dependence on marker parameters has been developed and tested. Calibration routine for system of visibility range estimation using digital television images is proposed.

Keywords: visibility range, digital image, digital television, calibration, total scattering coefficient.

Определение погрешностей оценки дальности видимости по цифровым телевизионным изображениям

Михайлюк Ю.П., Начаров Д.В., Тумко В.В.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
mvp@ua.fm

Аннотация: Получила развитие методика оценки дневной оптической дальности видимости по цифровым телевизионным изображениям. Приведены результаты модельного эксперимента по оценке точности предлагаемой методики. Получена аналитическая зависимость относительной погрешности оценки дальности видимости от параметров маркера. Предложена процедура калибровки системы оценки дальности видимости по телевизионным изображениям.

Ключевые слова: дальность видимости, цифровое изображение, цифровое телевидение, калибровка, показатель ослабления среды.

1. Введение

Разработка и эксплуатация перспективных автоматических систем, таких как безэкипажные суда, предполагает их оснащение системами ав-

тономной навигации, сбора, обработки, приема и передачи информации. Эффективность выполнения задач безэкипажным судном во многом определяется способностью его систем адаптироваться к изменяющимся условиям плавания, к которым в частности относятся условия видимости. При этом к системе определения дальности видимости (ДВ), как и к другим системам безэкипажного судна, предъявляется ряд требований по массогабаритным, метрологическим и другим показателям.

Известные средства определения ДВ характеризуются либо малой точностью и необходимостью участия человека в процессе измерений [1], либо высокой стоимостью, поскольку требуют наличия не только приемника, но и источника оптического излучения [2].

В рамках развития работы [3] в докладе представлена методика оценки дневной оптической ДВ по цифровым телевизионным (ТВ) изображениям. Приводятся результаты модельного эксперимента по определению погрешностей оценки дневной оптической ДВ. Проанализированы требования к аппаратному и программному обеспечению системы оценки дневной оптической ДВ, реализующей предложенную методику, и рассмотрена процедура калибровки такой системы.

2. Методика оценки дальности видимости по цифровым телевизионным изображениям

Дневная оптическая дальность видимости D_v определяется как наибольшее расстояние, на котором в дневное время виден черный объект на фоне неба, если угловые размеры объекта не меньше $15'$ [4]. Основой методики оценки ДВ является модель [5], в соответствии с которой яркость I_i изображения, полученного в условиях замутненной атмосферы, можно представить следующим выражением

$$I_i = R_i e^{-\beta d_i} + (1 - e^{-\beta d_i}) L_\infty, \quad (1)$$

где R_i — яркость i -го пикселя изображения, определяемая отражательной способностью объекта сцены; d_i — расстояние от регистрирующего устройства до объекта сцены; L_∞ — яркость неба вблизи горизонта [4].

При наблюдении черного объекта ($R = 0$) получим

$$I_{black} = (1 - e^{-\beta d_{black}}) L_\infty, \quad (2)$$

где I_{black} — яркость пикселя черного объекта на изображении; d_{black} — расстояние от регистрирующего устройства до черного объекта.

Контраст K_{black} между яркостью I_{black} и яркостью L_{∞} равен

$$K_{black} = \frac{L_{\infty} - I_{black}}{L_{\infty}} = \frac{L_{\infty} - (1 - e^{-\beta d_{black}})L_{\infty}}{L_{\infty}} = e^{-\beta d_{black}}. \quad (3)$$

Таким образом, дневная оптическая ДВ D_v — это расстояние, на котором контраст K_{black} будет равен пороговой контрастности. При оценке ДВ используется среднее значение пороговой контрастности для дневных условий наблюдения, равное 0,02 [4].

Выполнив подстановку в выражении (3) и выразив D_v , получим

$$D_v = -\frac{\ln 0,02}{\beta} = \frac{3,91}{\beta}. \quad (4)$$

Таким образом, задача оценки ДВ сводится к определению показателя ослабления β и последующему расчету D_v по выражению (4).

При наличии пары изображений (в ясной и замутненной атмосфере) для известного расстояния до объекта сцены, неизвестными величинами в выражении (1) являются L_{∞} и β . Определить L_{∞} и β можно, записав выражения для двух яркостей изображения, соответствующего присутствию аэрозоля, и решив систему уравнений

$$\begin{cases} I_1 = R_1 e^{-\beta d_1} + (1 - e^{-\beta d_1})L_{\infty}; \\ I_2 = R_2 e^{-\beta d_2} + (1 - e^{-\beta d_2})L_{\infty}. \end{cases} \quad (5)$$

Уравнения (5) является системой нелинейных уравнений, решение которой может быть найдено численно. Для определения условий решения системы уравнений (5) рассмотрим схему системы оценки дневной ДВ по ТВ изображениям, показанную на рис. 1. Яркости R_1 и R_2 можно определять, используя в качестве маркера объект с известными яркостями, измеренными в условиях ясной атмосферы (при $\beta = 0$).

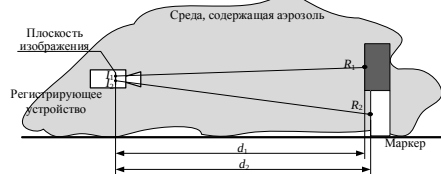


Рис.1. Схема системы оценки дневной ДВ по ТВ изображениям

Fig. 1. System of daytime visibility range estimation using television images

Найдем зависимость относительной погрешности оценки ДВ от величины ДВ. Определим дифференциал ΔD_v , пользуясь выражением (4),

$$\Delta D_v = \left(-\frac{\ln 0,02}{\beta} \right) \Delta \beta = \frac{-\ln 0,02}{\beta^2} \Delta \beta.$$

Для определения $\Delta \beta$ рассмотрим случай равенства расстояний до точек маркера. Тогда при $d_1 = d_2$ система (5) примет вид

$$\begin{cases} I_1 = R_1 t + (1-t)L_\infty; \\ I_2 = R_2 t + (1-t)L_\infty, \end{cases} \quad (6)$$

где $t = e^{-\beta d_1}$.

Выразив L_∞ и выполнив подстановку, получим

$$I_1 = R_1 t + (1-t) \frac{I_2 - R_2 t}{1-t}; \quad t = \frac{I_1 - I_2}{R_1 - R_2}.$$

Поскольку $\beta = \frac{-\ln t}{d_1}$ и $\Delta \beta = \frac{\Delta t}{td_1}$, получим

$$\Delta D_v = \frac{-\ln 0,02}{\beta^2} \frac{\Delta t}{td_1}. \quad (7)$$

Определим Δt

$$\Delta t = \frac{\Delta I_1 - \Delta I_2}{R_1 - R_2} = \frac{\Delta I}{R_1 - R_2}. \quad (8)$$

Таким образом, погрешность оценки ДВ сводится к погрешностям измерения яркостей I_1 и I_2 , а также зависит от разности $(R_1 - R_2)$, определяющей контраст маркера. При 8-битовом представлении яркости цифрового изображения примем величину ΔI равной 1.

В результате подстановок β , t и Δt в выражение (7) аналитическая зависимость $\Delta D_{\text{vrel}}(D_v)$ относительной погрешности оценки ДВ, выраженная в процентах, от величины ДВ имеет вид

$$\Delta D_{\text{vrel}}(D_v) = \frac{\Delta D_v}{D_v} = \frac{D_v}{D_v} \frac{1}{R_1 - R_2} \cdot 100\% \cdot \frac{d_1 \ln 0,02}{-\ln 0,02 \cdot d_1 e^{D_v}}. \quad (9)$$

На рис. 2 показаны графики зависимостей (9) для различных значений расстояний до маркера d_1 при $(R_1 - R_2) = 255$. Анализ рис. 2 показывает, что границы диапазона оцениваемых ДВ при относительной погрешности, не превышающей заданную, зависят от расстояния до маркера.

На рис. 3 показаны аналитическая и экспериментальная зависимости $\Delta D_{\text{vrel}}(D_v)$ для маркера 6. Для расчета экспериментальной зависимости

был синтезирован набор изображений [6] со значениями β в диапазоне от 0,0005 до 0,1 м⁻¹, что соответствует изменению ДВ от 39,1 м до 7820 м.

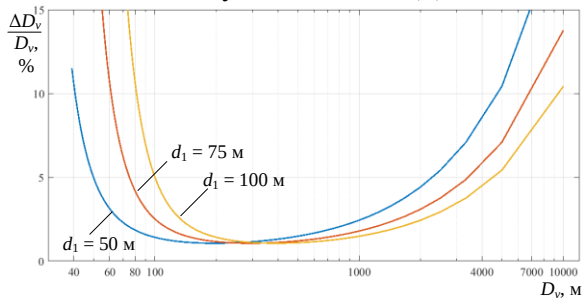
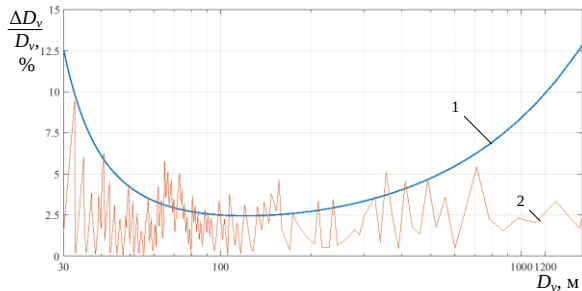


Рис.2. Графики зависимостей $\Delta D_{vrel}(D_v)$ для различных значений расстояний d_1

Fig.2. Graphs of $\Delta D_{vrel}(D_v)$ with d_1 as a parameter



1 — аналитическая зависимость; 2 — экспериментальная зависимость

Рис.3. Зависимости относительной погрешности оценки ДВ от величины ДВ для маркера 6

1 — analytical solution; 2 — experimental data

Fig.3. Relative accuracy as a function of visibility range for marker 6

Полученные результаты позволяют обосновать требования к объекту, используемому в качестве маркера:

1) для уменьшения относительной погрешности ДВ различие яркостей маркера ($R_1 - R_2$) следует выбирать наибольшим — равным 255 для 8-битового представления яркости;

2) расстояние до маркера d_1 следует выбирать исходя из требуемых значений границ диапазона оцениваемых ДВ, в котором относительная погрешность не превышает заданного значения.

При развертывании системы оценки ДВ на реальном объекте, например, судне, в качестве маркеров можно использовать элементы конструкции, расположенные на известном расстоянии до регистрирующего устройства. Обязательные условия — маркер должен быть неподвижен

относительно объекта, на котором установлена система, и его освещенность должна определяться естественными источниками света.

Для уточнения яркостей маркера R_1 , R_2 предлагается производить калибровку, в результате которой определяется величина показателя β_c в условиях атмосферы, близкой к ясной. На рис. 4 показана схема калибровки системы оценки дальности видимости. Калибровка предполагает использование черного объекта, расположенного на известном расстоянии до регистрирующего устройства, что позволяет описывать регистрируемую яркость I_{black} выражением (2). Из (2) получим

$$\beta_c = -\frac{1}{d_{black}} \ln \left(\frac{I_{\infty} - I_{black}}{L_{\infty}} \right).$$

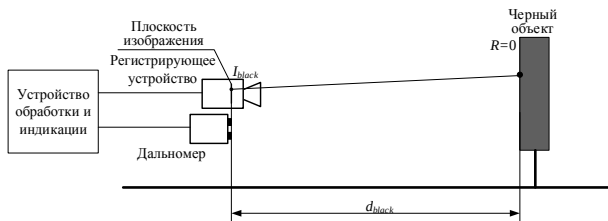


Рис.4. Схема калибровки системы оценки ДВ
Fig.4. Visibility range estimation system calibration

В качестве значения L_{∞} может быть использована фактическая яркость неба вблизи горизонта, измеренная при калибровке. Величины R_1 , R_2 определяются из выражений

$$R_1 = \frac{I_{1c} - (1 - e^{-\beta_c d_1}) L_{\infty}}{e^{-\beta_c d_1}}; \quad R_2 = \frac{I_{2c} - (1 - e^{-\beta_c d_2}) L_{\infty}}{e^{-\beta_c d_2}},$$

где I_{1c} , I_{2c} — яркости маркеров, измеренные при калибровке.

Таким образом, однократное проведение калибровки в произвольных условиях наблюдения позволяет уточнить величины яркостей R_1 , R_2 маркера и обеспечить достижение точности оценки ДВ по предлагаемой методике, определенной в результате модельного эксперимента.

3. Заключение

Таким образом, получила развитие методика оценки дневной оптической ДВ по ТВ изображениям. Проанализирована относительная погрешность оценки ДВ по предлагаемой методике, обоснованы требования к объекту, используемому в качестве маркера. Получены соотношения для

определения границ диапазона оценки ДВ. Предложена процедура калибровки системы оценки дневной оптической ДВ по ТВ изображениям.

Предложенная система по сравнению с существующими устройствами и системами имеет следующие преимущества простоты конструкции и малой стоимости, обусловленные отсутствием источника оптического излучения и возможностью реализации системы с использованием технических средств общего назначения.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен при поддержке Министерства образования и науки РФ (НИР № 8.8954.2017 базовой части госзадания).

Список литературы

- [1] Шаронов В.В. Наблюдение и видимость / В.В. Шаронов. М.: Изд-во Акад. наук СССР, 1943. 80 с.
- [2] Vaisala Transmissometer LT31 // VAISALA. URL: <http://www.vaisala.com/en/products/visibilitysensors/Pages/LT31.aspx/> (дата обращения 15.12.2016 г.).
- [3] Начаров Д.В. Система оценки дальности видимости по цифровому телевизионному изображению как средство повышения эффективности применения транспортных средств / Михайлюк Ю.П., Начаров Д.В. // Сборник научных трудов АВМС им. Нахимова. 2012. Вып. 2(10). С.121-125.
- [4] Ковалев В.А. Видимость в атмосфере и ее определение. Л.: Гидрометиздат, 1988. 215 с.
- [5] Nayar S.K. Vision in Bad Weather / S.K. Nayar, S.G. Narasimhan // Proc. of the 7th IEEE International Conf. on Computer Vision. 1999. Vol.2. P.820-827.
- [6] FRIDA (Foggy Road Image DAtabase) // LCPC. URL: <http://www.lcpc.fr/english/products/image-databases/frida-foggy-road-image-database> (дата обращения 17.07.2013).

References

- [1] Sharonov V.V. *Nabludenie i vidimost* [Surveillance and visibility]. Moscow, USSR Academy of Sciences Publ. 1943. 80 p. (In Russian)
- [2] Vaisala Transmissometer LT31 // VAISALA. URL: <http://www.vaisala.com/en/products/visibilitysensors/Pages/LT31.aspx/> (date of request 15.12.2016).
- [3] Nacharov D. V., Mickhayluck Y.P. [The system of visibility range estimation using digital television image as an instrument of transport application efficiency upgrading]. *Sbornik nauchnykh trydov AVMS im. Nakhimova – Collection of scientific works of AVMS im. Nakhimova*, 2012, Vol. 10, No. 2, pp. 121-125. (In Russian)
- [4] Kovalev V.A. *Vidimost v atmosphere i ee opredelenie* [Visibility in atmosphere and its measurements]. Leningrad. Gidrometizdat Publ. 1988. 215 p. (In Russian)
- [5] Nayar S.K. Vision in Bad Weather / S.K. Nayar, S.G. Narasimhan // Proc. of the 7th IEEE International Conf. on Computer Vision. 1999. Vol.2. P.820-827.
- [6] FRIDA (Foggy Road Image DAtabase) // LCPC. URL: <http://www.lcpc.fr/english/products/image-databases/frida-foggy-road-image-database> (date of request 17.07.2013).

Acknowledgements

The research was conducted with support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (№ 8.8954.2017 basic part of government assignment).

System of radio-controlled device rejection

Vasilevskiy I.N., Polyakov V.A., Yanovskiy A.V., Antypin E.A.,
Rakityanskiy P.A., Dementenko S.A., Dudnik K.V.
Group of companies "Typhoon-Communication"
Kaluga, 248009, Russian Federation
skb_ts@kaluga.ru

Abstract: *It is considered system of radio-controlled device rejection – where except barrage jamming is realized spot jamming mode at frequency what widens device application area.*

Keywords: *barrage jamming, spot jamming mode at frequency.*

Система блокировки каналов связи радиоуправляемых устройств

Василевский И.Н., Поляков В.А., Яновский А.В., Антипин Е.А.,
Ракитянский Ф.А., Дементенко С.А., Дудник К.В.
ГК «Тайфун Связь»
Грабцевский проезд, д. 16, г. Калуга, 248009, Российская Федерация
skb_ts@kaluga.ru

Аннотация: *Рассматривается блокиратор каналов связи радиоуправляемых устройств, в котором кроме заградительной помехи реализован режим прицельной помехи по частоте, что расширяет область применения устройства.*

Ключевые слова: *заградительная помеха, прицельная помеха по частоте.*

1. Введение

В [1] была представлена структурная схема блокиратора каналов связи радиоуправляемых устройств, перекрывающего частотный диапазон от 20 МГц до 6000 МГц (литерными усилителями) с суммарной мощностью излучения ~500 Вт. Вид формируемой помехи — заградительная помеха с линейной частотной модуляцией. С целью организации в устройстве дополнительного режима — прицельной помехи по частоте, был разработан приемник с функцией поиска (ПФП) со встроенным синтезатором помех. Это позволяет повысить плотность помехи (Вт/Гц) в значимых участках частотного диапазона.

2. Основная часть

Представленное изделие — это фактическое продолжение ранее предлагаемого продукта с дополнительным режимом «прицельной помехи по частоте» за счет интегрированного ПФП. Ниже, в табл. 1 приведен частотный план заградительной помехи.

Табл. 1. Частотный план заградительной помехи

Table 1. Frequency plan of barrage interference

Литера Litera	Частотный диапазон, МГц Frequency range, MHz	Мощность, Вт Power, W
1	20—50	~90
2	50—135	~90
3	135—175	~90
4	175—400	~90
5	400—470	~90
6	450—520	~90
7	520—850+960—1300	~(30+10)
8	850—960	~70
9	1810—1880	~40
10	2110—2170+2400—2500	~(30+10)
11	1300—2500	~70
12	2500—3500	~8
13	3500—5000	~8
14	5000—6000	~8

Суммарная мощность излучения в новом изделии составляет 800 Вт (в предыдущем — 500 Вт), помеховые частотные диапазоны совпадают. Отличие заключается в том, что третья и пятая литеры выполнены в широкополосном исполнении и в режиме «погоня» позволяют усилить помеховый сигнал, формируемый синтезатором помех по результатам отработки ПФП, до 90 Вт в диапазоне частот от 20 МГц до 500 МГц. Аналогично литеры 7 и 10 работают в диапазоне частот от 400 МГц до 2500 МГц имеют выходную мощность от 70 до 90 Вт.

В режиме заградительной помехи предлагаемое изделие формирует помехи одновременно во всех 14 литерах согласно табл.1. В режиме «погоня» — прицельной помехи по частоте, при этом осуществляется совместная работа ПФП и синтезатора помехового сигнала.

Синтезатор формирует два помеховых сигнала (два выхода) в диапазоне частот 20—2500 МГц. Указанные два выхода синтезатора могут быть

подключены (в режиме «погоня») к 3 и 5 литере или 7 и 10 литере, или 3 и 7 литере. Это позволяет усилить помеховые сигналы, формируемые синтезатором, до 90 Вт, и сформировать активные помехи, например, для двухдиапазонных радиостанций 135—175/400—470 (МГц) или для мобильной связи, использующей два стандарта GSM 900/1800 и т. д. ПФП имеет мгновенную полосу анализа ~200 МГц и обслуживает частотный диапазон от 20 МГц до 3000 МГц. Ядро ПФП выполнено на микросхеме LTM9013. Вход приемника подключается к приемной антенне.

Работа оператора с ПФП осуществляется через WEB интерфейс и начинается с установки исследуемой полосы частот $\Delta B = \text{MAX_FREQ} - \text{MIN_FREQ}$ (см. рис.1, 2). Значение BIN_VALUE определяет разрешение приемника по частоте, выбираемое из ряда 5 кГц, 10 кГц, 50 кГц, 200кГц, 1 МГц. Выбранное значение BIN_VALUE определяет время набора отсчетов АЦП в ПРМ, которое для значения $\text{BIN_VALUE} \geq 50$ кГц имеет фиксированное значение ~20 мкс. Оператор также формирует список спектральных составляющих S_i , которые требуется подавить в случае, если они «активны» — $S_{i_{\text{обнар}}}$. Существует библиотека, позволяющая автоматически формировать список S_i для известных сигналов, например, GSM 900/1800 и т. д. В случае же ручного формирования списка S_i имеется возможность присваивания имени сформированному списку с последующим вызовом введенных параметров (S_i , а также других сопровождающих параметров — MIN_FREQ, MAX_FREQ, BIN_VALUE и т. д.) по указанному имени.

На рис.1 приведена спектрограмма сигнала GSM 900 — результат анализа ПФП при значении BIN_VALUE=50 кГц, при этом обнаруженные активные каналы $S_{i_{\text{обнар}}}$ из списка S_i (списка каналов GSM 900) помечены на спектрограмме квадратами (■).

Время FRONT_TIME — время, в течение которого синтезатор формирует помеху с прыгающей частотой, блокирующей все частотные позиции $S_{i_{\text{обнар}}}$.

Для систем связи, использующих несколько частот для передачи данных методом TDMA с использованием частотных «прыжков» — frequency hopping, время FRONT_TIME можно выбрать равным длительности элементарной посылки. Для GSM900 это время 3,69 мкс. При использовании одновременно трех частот (одной базовой станцией) и кластере, состоящем из 7 базовых станций, общее количество $S_{i_{\text{обнар}}}$ может быть 21 шт. Тогда время нахождения помехового сигнала на каждой из обнаруженных частот $S_{i_{\text{обнар}}}$ составит $3,69/21=176$ нс. Формирование же указанного помехового сигнала осуществляет синтезатор помех.

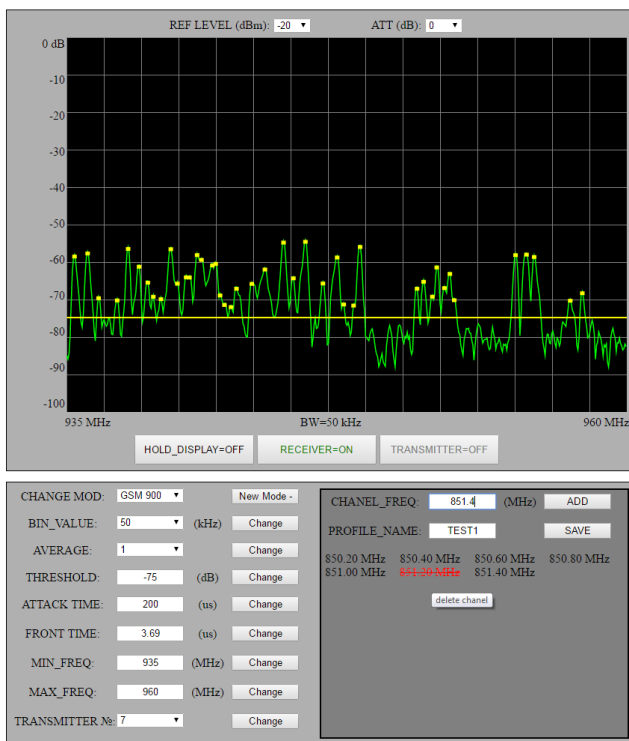


Рис. 1. Спектрограмма GSM-900.

Fig. 1. GSM-900 Spectrogram

Время $ATTACK_TIME$ (см. рис. 1) может быть выбрано из времени нахождения абонента в эфире, т. е. времени тайм слота. Для GSM900 тайм слот имеет длительности $\sim 0,577$ мс. $ATTACK_TIME$ — это интервал времени работы синтезатора помех, после окончания которого работа синтезатора прекращается и включается ПФП с целью обнаружения новых активных позиций из списка Si. Для GSM900 значение времени $ATTACK_TIME$ может быть установлено ~ 200 мкс. При этом, в худшем случае, из интервала времени $0,577$ мс интервал длительностью в 280 мкс может быть не подавлен. Такой вариант возможен в случае, если базовые станции работают в режиме hopping frequency и 1 раз в 4 мс меняют свои частоты. Считая возможность помехоустойчивого декодирования в GSM900 равной $1/2$, можно сделать вывод, что передача информации в интервале времени $0,577$ мс будет блокирована (тайм слот любого абонента будет блокирован).

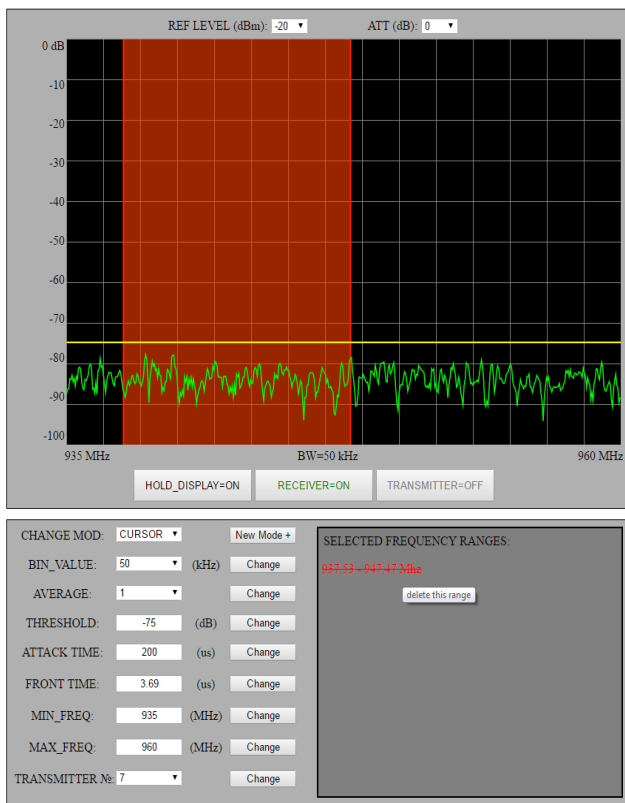


Рис. 2. Установка порога обнаружения в ПФП.

Fig. 2. Detection limit setting in receiver

Таким образом, режим «погоня» на примере подавления сигналов GSM900 работает следующим образом: в течение интервала времени, равном $t=50$ мкс, работает только ПФП, анализируя полосу частот 935—960 МГц (20 мкс — набор данных и 30 мкс — их обработка и передача данных синтезатору списка $Si_{\text{обнар}}$. Затем приемник отключается и включается синтезатор помех (сигнал с которого усиливается литерой 7 до уровня 90 Вт). Выбор литер(ы) осуществляется оператором, который формирует прыгающую помеху по всем $Si_{\text{обнар}}$. (предположим, $Si_{\text{обнар}}=21$), затрачивая на это время 3,69 мкс (по 176 нс на каждую из обнаруженных частот). Далее процесс повторяется ~ 55 раз, $3,69 \cdot 55 \approx 200$ мкс. По истечении интервала времени 200 мкс синтезатор отключается, включается снова приемник и процесс повторяется.

Задание режимов изделия в режиме «Погони» и вывод спектрограммы на экран компьютера осуществляется через разъем Ethernet (ПФП). На рис. 3 приведен внешний вид изделия.



Рис. 3. Изделие Jaguar-P.

Fig. 3. Jaguar-P device

3. Заключение

Использование в предлагаемом изделии двух видов помех (заградительной и прицельной помехи по частоте) расширяет функциональные возможности устройства.

Список литературы

[1] Лактионов, А. И. Усилители мощности для станций постановки активных помех / А. И. Лактионов, В. И. Свириденко, Н. И. Перькова, Г. Н. Бородин, Н. А. Горбанов, А. Э. Прокopenko, А. В. Афанасьев // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). — Севастополь : Вебер, 2014. — Т. 1. — С. 308—309.

References

[1] Laktionov A.I., Sviridenko V.I., Per'kova N.I., Borodina G.N., Prokopenko A.E., Afanasiev S.V. Power amplifiers for jamming stations. *Proc. 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology"*. Sevastopol, 2014, pp. 308—309. (In Russian).

DSP module for time-difference systems of object detection

Vasilevskiy I.N., Polyakov V.A., Borodina G.N.,
Yanovskiy A.V., Antypin E.A.

Group of companies "Typhoon-Communication"
Kaluga, 248009, Russian Federation
skb_ts@kaluga.ru

Abstract: *It is considered technical implementation of digital signal processing module – DSP – for time-difference systems of object detection. Pointed module works in 25–525 MHz frequency range. It has control Ethernet-port and detects all settings of input radio impulse signals (time of arrival, amplitude, pulses duration, period, carrier frequency, etc.) at flow rate up to 70 000 pulses in second.*

Keywords: *25–525 MHz, pulse arrival time, pulse amplitude, pulse duration, pulse repetition period, carrier frequency of radio impulse, frequency band of radio impulse, flow rate up to 70,000 pulses per second.*

Модуль цифровой обработки сигналов для разностно-дальномерных систем определения местоположения объекта

Василевский И.Н., Поляков В.А., Бритков А.В., Бородина Г.Н.,
Яновский А.В., Антипин Е.А.

ГК «Тайфун Связь»
Грабцевский проезд, д. 16, г. Калуга, 248009, Российская Федерация
skb_ts@kaluga.ru

Аннотация: *Рассматривается техническая реализация модуля цифровой обработки сигнала для разностно-дальномерных систем определения местоположения объекта. Указанный модуль работает в частотном диапазоне 25–525 МГц и определяет все параметры входящих радиоимпульсных сигналов: время прихода, амплитуду, длительность импульсов, период, частоту несущей радиоимпульса и его полосу частот при скорости потока до 70 000 импульсов в секунду.*

Ключевые слова: *25–525 МГц, время прихода импульса, амплитуда импульса, длительность импульса, период следования импульсов, частота несущей радиоимпульса, полоса частот радиоимпульса, скорости потока до 70 000 импульсов в секунду.*

1. Введение

В [1] был представлен аналого-цифровой преобразователь с частотой выборки 1100 Msps, состоящий из двух микросхем АЦП ADS54RF63, позволяющий обрабатывать полосу входного сигнала 0,5 GHz с динамическим диапазоном 60 dB. Модуль DRM (модуль для разностно-дальномерных систем определения местоположения объекта) состоит из указанного аналого-цифрового преобразователя и дополнительной ПЛИС, назначение которой — измерение характеристик сигнала.

2. Основная часть

Структурная схема, реализованная в дополнительной ПЛИС, (осуществляющей обработку сигнала) приведена на рис. 1. Элементы структуры: 1 — преобразователь Гильберта, 4 — выделитель огибающей, 3 — элемент задержки, 6 — измеритель параметров импульсных сигналов (элементы 1, 3, 4, 6 относятся к широкополосному тракту), 2 — конвертер в нулевую ПЧ, 5 — цифровой конфигурируемый фильтр, 7 — выделитель огибающей, 8 — элемент задержки, 9 — измеритель параметров импульсных сигналов (элементы 2, 5, 7, 8, 9 относятся к узкополосному тракту). Сигнал с ПЛИС-1, см. рис. 1 — это откорректированные отсчеты аналого-цифрового преобразователя (в ПЛИС-1 осуществляется компенсация разброса параметров двух микросхем АЦП, влияющих на выходные параметры аналого-цифрового преобразователя из-за интерливинга). Сигнал от приемника GPS — это фронт и «номер» секундной метки.

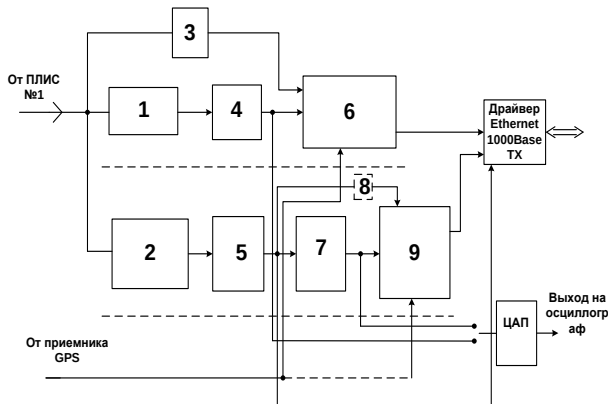


Рис. 1. Структурная схема обработки сигнала, реализованная в дополнительной ПЛИС.

Fig. 1. Structural scheme of signal processing implemented in EPLD

Модуль работает одновременно в двух режимах:

- широкополосное цифровое обнаружение и измерение характеристик импульсных сигналов;
- узкополосное цифровое обнаружение и измерение характеристик импульсных сигналов.

В широкополосном режиме измерение характеристик импульсных сигналов производится в полосе частот 500 МГц (от 25 МГц до 525 МГц). При этом у каждого обнаруженного радиоимпульса производится измерение частоты несущей, оценивается полоса частот, занимаемая этим радиоимпульсным сигналом, фиксируется время прихода импульса относительно опорного времени (GPS), а также измеряется длительность импульса, период следования и амплитуда импульса.

В узкополосном режиме производится параллельная фильтрация одновременно до двух импульсных сигналов (с измерением их характеристик аналогично тому, как это делается в широкополосном режиме) по заданным оператором частотам в полосе частот входного сигнала 25—525 МГц. Полоса фильтрации любого из сигналов выбирается из ряда: 0,5, 1, 2, 5, 10, 20, 50 МГц.

При работе модуля в узкополосном режиме имеется возможность оценки формы и фазовой характеристики импульсных сигналов, что позволяет идентифицировать источник, например, по виду внутриимпульсной модуляции или по форме фронта импульсного сигнала. При этом модуль DRM из общего входного потока «захватывает» только те импульсы (для оценки их формы и фазовых характеристик), длительности которых и частоты несущих заданы оператором (сигналы I и Q передаются на компьютер, обработка которых и позволяет определить вид внутриимпульсной модуляции и форму фронта импульсного сигнала). При конфигурировании DRM оператор также задает фронт, по которому производится захват импульсов (передний или задний) и интервал времени Δt , в течение которого от момента захвата ($\pm \Delta t$) будет зафиксирована форма сигнала. Модуль DRM позволяет при $\Delta t = 10$ мкс получить до 16 000 «захваченных» импульсов за 1 сек. Каждый «захваченный» импульс сопровождается информацией о его времени прихода относительно секундной метки GPS. На экран компьютера может быть выведена форма и фазовая характеристика любого импульсного сигнала из захваченного модулем DRM.

Оба режима (широкополосный и узкополосный) могут работать одновременно и независимо друг от друга. Данные об измеренных характеристиках импульсных сигналов передаются в компьютер (по интерфейсу 1000BaseT). На рис. 2 представлено фото модуля DRM.

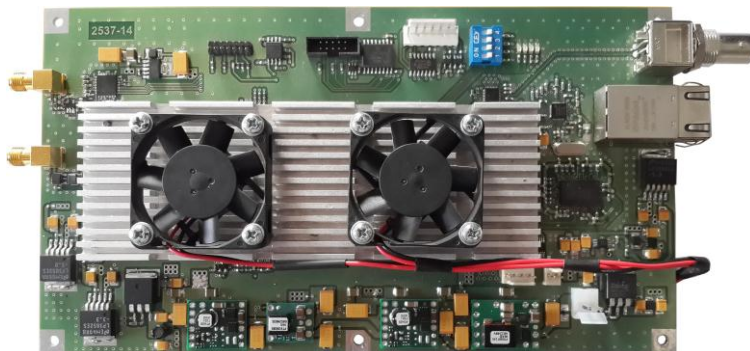


Рис. 2. Модуль DRM.

Fig. 2. DRM module

3. Заключение

Модуль DRM может быть также использован в триангуляционных методах определения местоположения объекта.

Список литературы

[1] Бритков, А.В. Аналого-цифровой преобразователь с частотой выборки 1100 msp/s / А.В. Бритков, Г.Н. Бородин, Г.Г. Кондратенко, И.С. Стрыбиз // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМи-Ко'2014) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). — Севастополь : Вебер, 2014. — Т. 1. — С. 306—307.

References

[1] Britkov A.V., Borodina G.N., Kondratenko G.G., Strybizh I.S. The analog-to-digital converter with 1100 msp/s sampling rate. *Proc. 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology"*. Sevastopol, 2014, pp. 306–307. (In Russian).

Особенности построения новой посадочной радиомаячной группы для радиомаячной системы посадки воздушных судов

Ершов Г.А., Мясников С.А., Сеницын Е.А., Фридман Л.Б.

Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры» (АО «ВНИИРА»)

г. С-Петербург, 199106, Российская Федерация
lenya2002@bk.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности построения и основные характеристики новой наземной посадочной радиомаячной группы для перспективной радиомаячной системы посадки воздушных судов дециметрового диапазона волн. Показано, что курсовой радиомаяк, глиссидный радиомаяк и ретранслятор дальногомера, входящие в состав предлагаемой посадочной радиомаячной группы, обеспечивают одновременную посадку воздушных судов с разными видами бортового оборудования, работающими в отечественном и международном диапазонах частот.

Ключевые слова: воздушное судно, посадка, посадочная радиомаячная группа, радиомаячная система, курсовой радиомаяк, глиссидный радиомаяк, ретранслятор дальногомера, дециметровый диапазон, частотно-кодовый канал.

1. Введение

Основным радиотехническим средством посадки современной авиации является радиомаячная система (РМС) инструментального захода воздушных судов (ВС) на посадку.

РМС представляет собой комплекс наземного и бортового оборудования метрового или дециметрового диапазона несущих частот. В состав наземного оборудования РМС входят курсовой и глиссидный радиомаяки (КРМ и ГРМ), а также ретранслятор дальногомера (для РМС дециметрового диапазона), которые образуют посадочную радиомаячную группу (ПРМГ).

КРМ и ГРМ, являющиеся основными средствами ПРМГ, формируют в воздушном пространстве зоны действия с равносигнальными направлениями (РСН) соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях [1]. Пересечение этих плоскостей образует прямую линию – номинальную траекторию снижения ВС (линию планирования) в направлении посадки, совпадающем с осью

взлетно-посадочной полосы (ВПП) аэродрома.

Существующие отечественные комплексы дециметрового диапазона ПРМГ-5 и ПРМГ-76У работают в отечественном диапазоне (ОД) частот, который частично используется сотовой связью, системами цифрового телевидения и LTE, что ведет к образованию взаимных межсистемных помех и приводит к необходимости перевода РМС и ПРМГ на работу в международный диапазон (МД) частот.

Таким образом, на современном этапе развития РМС необходимо обеспечить решение задачи повышения помехоустойчивости работы ПРМГ в условиях действия межсистемных помех и постепенного перехода средств РМС на работу в МД. В части наземного оборудования такая задача решается путем создания новой посадочной радиомаячной группы отечественного и международного диапазона (ПРМГ-ОМД).

2. Особенности использования и построения ПРМГ-ОМД

В настоящее время полный переход ПРМГ на работу в МД практически невозможен. Это обуславливается тем, что наряду с новыми ВС 3-го и 4-го поколений (ВС-3/4) с бортовым оборудованием (БО) ОД и МД, существует большое количество ВС 1-го и 2-го поколений (ВС-1/2) с БО только ОД. Полное переоснащение ВС-1/2 для перехода в МД потребует длительного времени, значительных производственных и материальных затрат и в настоящее время не производится.

Создание новой ПРМГ-ОМД, в отличие от ПРМГ-5 и ПРМГ-76У, позволяет обеспечить следующие основные режимы посадки ВС по II-й категории:

1. Посадка ВС старого или нового поколений (ВС-1/2 или ВС-3/4) на разных аэродромах или на один аэродром не одновременно (с большим разном по времени). Посадка обеспечивается ПРМГ-ОМД, работающей в ОД или МД в зависимости от типа ВС, идущих на посадку.

2. Посадка ВС различных поколений (ВС-1/2 и ВС-3/4) на один аэродром одновременно (с малым разносом по времени). Посадка обеспечивается ПРМГ-ОМД, работающей одновременно в ОД и МД (рис. 1).

В КРМ, ГРМ и РД ПРМГ-ОМД во всех режимах посадки обеспечивается минимальное влияние земной поверхности на параметры соответствующих зон действия, что позволяет проводить эксплуатацию ПРМГ-ОМД с минимальным уровнем сезонных летных и наземных проверок.

ПРМГ дециметрового диапазона, благодаря использованию РД, позволяют обеспечить измерение на борту ВС наклонной дальности до точки посадки на ВПП.

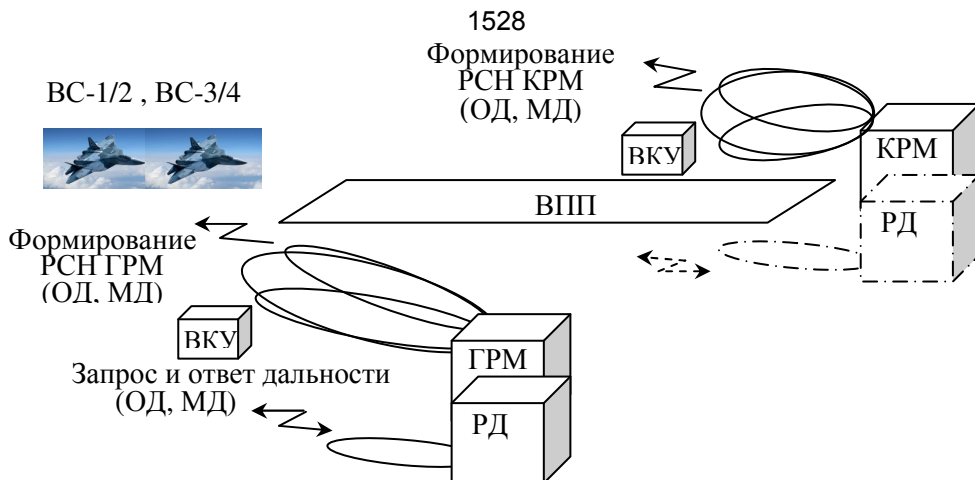


Рис. 1. ПРМГ-ОМД, обеспечивающая посадку ВС в ОД и МД
(показано основное и возможное расположение РД)

Отличительными особенностями использования РД в ПРМГ-ОМД является:

- возможность расположения РД как на позиции КРМ (традиционный вариант установки РД для ПРМГ-76У), так и в месте нахождения ГРМ (основной вариант),
- встраивание в РД двухсторонней линии передачи данных по каналам «борт-земля» и «земля-борт» с целью обмена актуальной бортовой (бортовой номер, текущие координаты расположения ВС, состояние бортового оборудования и т.п.) и наземной (готовность и категория посадки, состояние наземного оборудования и т.п.) информацией.

Расположение РД на позиции ГРМ обуславливается необходимостью:

- обеспечения заданного превышения мощности сигнала РД над мощностью сигнала ГРМ во всей зоне действия ГРМ с целью достоверного приема бортовым оборудованием ВС сигналов ответа дальности РД на фоне навигационных сигналов ГРМ,
- повышения помехоустойчивости ГРМ в условиях действия непреднамеренных помех от навигационного оборудования аэродрома и ВС.

Для обеспечения высокого уровня надежности функционирования и достоверности формирования навигационной информации в ПРМГ-ОМД предусматривается 100 % резервирование аппаратуры (за исключением антенных устройств) и текущий контроль параметров. Так в ГРМ предусмотрено резервирование передатчика маяка (ПрдМ) ОД/МД, передатчика

дальномера (ПрдД) ОД/МД, приемников дальномера (ПрмД) ОД и МД, аппаратуры формирования и обработки сигналов и пр. (рис. 2).

Для контроля формирования РСН КРМ и ГРМ в ПРМГ-ОМД используются соответствующие выносные контрольные устройства (ВКУ), располагаемые перед КРМ и ГРМ, а также комплексный стенд испытаний для проверки параметров излучаемых высокочастотных сигналов по электромагнитному полю в различных точках местности на аэродроме.

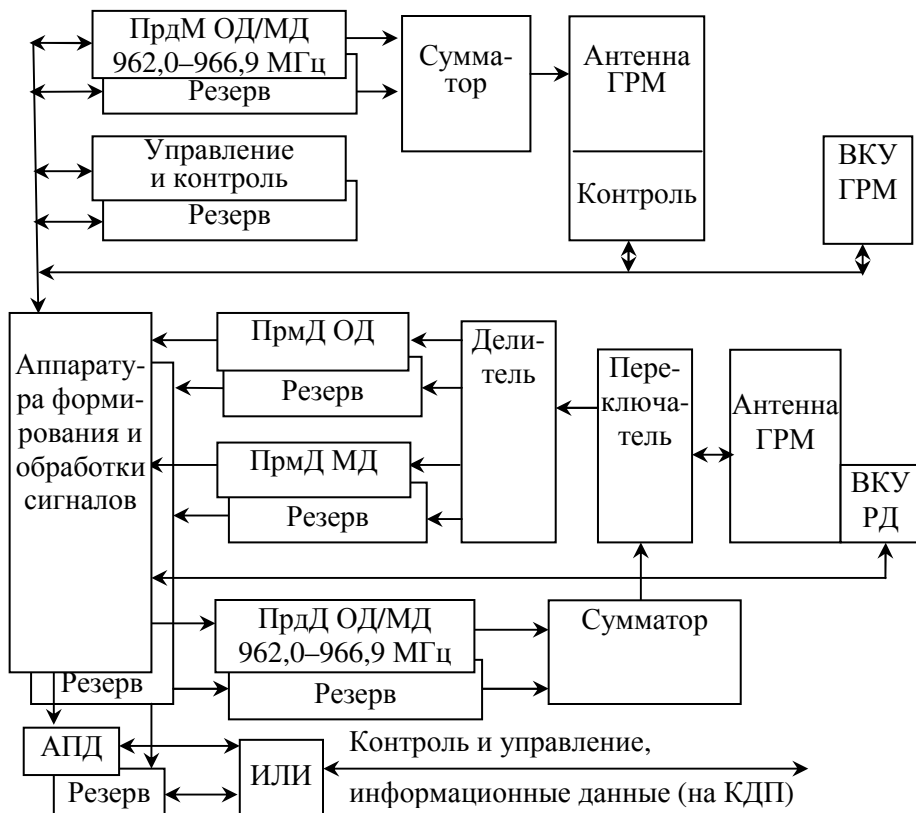


Рис. 2. Укрупненная структурная схема ГРМ с РД

3. Режимы работы и диапазоны частот ПРМГ-ОМД

Разработка нового изделия ПРМГ-ОМД позволяет реализовать три основных режима работы оборудования:

- в ОД на выделенных частотно-кодовых каналах (ЧКК);

- в МД на выделенных ЧКК;

- в ОД и МД одновременно.

Диапазоны частот и ЧКК ПРМГ-ОМД регламентируют излучение и прием радионавигационных сигналов ПРМГ-ОМД в ОД и МД (табл. 1).

Табл. 1. Диапазоны частот и ЧКК составных частей ПРМГ-ОМД

Оборудование ПРМГ	Диапазон частот, МГц
Ретранслятор дальномера	804,0, 808,0 - прием сигналов запроса дальности на 2 частотах и 8 ЧКК (ОД), 981,6-986,5 - прием сигналов запроса дальности на 8 частотах и 8 ЧКК (МД), 962,0-966,9 - излучение ответных сигналов дальности на 8 частотах и 8 ЧКК (ОД/МД)
Курсовой радиомаяк	927,5-932,4 - излучение курсовых сигналов на 8 частотах и 8 ЧКК (ОД), 990,0-994,9 - излучение курсовых сигналов на 8 частотах и 8 ЧКК (МД)
Глиссальный радиомаяк	962,0-966,9 - излучение глиссальных сигналов на 8 частотах и 8 ЧКК (ОД и МД)

4. Заключение

Основными отличительными особенностями новой ПРМГ-ОМД является возможность обеспечения последовательной и одновременной посадки современных и перспективных ВС с разными видами бортового оборудования, работающими в отечественном и международном диапазонах частот, наличие радиоканала передачи данных, встраиваемого в аппаратуру ретранслятора дальномера, с обеспечением на несущих частотах ГРМ оперативной передачи информационных сообщений наземных/бортовых данных по линиям «земля-борт»/«борт-земля» и отсутствие необходимости проведения большого объема сезонных проверок и летных облетов ПРМГ-ОМД ввиду минимизации влияния переотражений радиомаячных сигналов от земной поверхности. Объем летных проверок ПРМГ-ОМД при испытаниях и регламентных проверках также снижается благодаря использованию выносных контрольных устройств и мобильного автономного комплексного стенда испытаний, построенного на базе модернизированного серийного бортового оборудования 4-го поколения.

Список литературы

[1] Федеральные авиационные правила. Нормы годности к эксплуатации аэродромов экспериментальной авиации. Приказ Минпромторга РФ от 30.12.2009 №1215.

МНОГОДИАПАЗОННЫЙ МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОТРАБОТКИ И ИСПЫТАНИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВИАЦИОННОГО БАЗИРОВАНИЯ

Кудрявцева Т.А., Лепёхина Т.А., Николаев В.И.

АО «Концерн «Вега»

Москва, 121170, Российская Федерация

tatonika@inbox.ru

Аннотация: Предложена идеология построения и применения многодиапазонного мобильного комплекса для отработки и испытаний авиационных радиотехнических систем с позиций системного подхода. Комплекс позволяет использовать единые методики оценки характеристик изделия и его составных частей на различных этапах жизненного цикла с использованием одних и тех же критериев. Описаны режимы работы и аппаратно-программные средства их реализации. Приведены технические характеристики. Обоснованы возможности применения МДМК для широкого круга задач по испытаниям современных и перспективных радиолокационных и связных систем, а также систем РТР.

Ключевые слова: полунатурное моделирование, имитация радиосигналов, наземная отработка, бесполетные испытания, системный подход

1. Введение

Системный подход к созданию современных и перспективных радиотехнических комплексов, имеющих сложную иерархическую структуру, содержащих большое количество подсистем, таких как многорежимная бортовая радиолокационная станция (РЛС), система радиотехнической разведки (РТР), комплекс средств вторичной радиолокации, систем связи, осуществляющих активный информационный обмен с бортовой информационно-управляющей системой и между собой [1], требует разработки универсальной испытательно-измерительной аппаратуры, единых методик для определения тактико-технических характеристик (ТТХ) на различных этапах жизненного цикла изделия, а также единых критериев оценки результатов, что позволит доказать адекватность моделей сравнением результатов, полученных при реальных экспериментах, в том числе лётных,

с результатами моделирования для подтверждения характеристик радиотехнического комплекса и его подсистем при бесполётных испытаниях.

Недостатком известных аппаратно-программных средств для измерения ТТХ является их узкая специализация. Целесообразно использовать максимально расширенные по функциональным возможностям универсальные комплексы для оценки и измерения характеристик радиотехнической системы и её составных частей, позволяющие минимизировать их номенклатуру для повышения эффективности и снижения стоимости испытаний.

Так как перспективным направлением развития бортовых РЛС является сочетание съемки в двух или нескольких диапазонах частот, например, в L и X диапазонах [2], измерительно-испытательный комплекс должен быть многодиапазонным, что также позволит применять его при испытаниях связных систем и систем РТР. Учитывая, что испытания радиотехнической системы и её составных частей могут проводиться в местах их разработки, испытательный комплекс должен быть оперативно развернут на месте проведения испытаний, например, на аэродроме.

Для решения этих задач предлагается мобильный измерительно-испытательный комплекс (МДМК), обеспечивающий оценку и измерение ТТХ на различных этапах жизненного цикла изделия, включая разработку, отладку и проведение испытаний.

2. Идеология построения и использования МДМК

На ранних этапах проектирования и разработки для подтверждения правильности выбора основных схмотехнических и программно-алгоритмических решений путём оценки достижимости заданных ТТХ используется математическое (имитационное) моделирование.

Для наземной отработки макетов и опытных образцов, включая их программно-алгоритмическое обеспечение, используется полунатурное моделирование. При этом осуществляется отладка программного обеспечения различных составных частей радиотехнической системы применительно к моделируемым сценариям внешней фоно-целевой и помеховой обстановки с многократным повторением экспериментов и набором статистики по оцениваемым характеристикам, что позволяет добиться сокращения требуемого количества летных экспериментов при проверке ТТХ радиотехнической системы и, тем самым, снижения стоимости и сокращения сроков проведения испытаний. Важной задачей полунатурного моделирования является оценка ТТХ в условиях, которые нецелесообразно или невозможно задать натурными экспериментами.

Во время испытаний задаются различные сценарии внешней и помеховой обстановки, а также фоно-целевая обстановка в зависимости от решаемых задач. При этом проводится проверка функционирования системы и её составных частей с моделированием сигналов и информационных потоков в различных сечениях, а также радиотехнических характеристик, в том числе на несущих частотах.

3. Аппаратно-программные средства МДМК

Для решения поставленных задач МДМК содержит: аппаратно-программный комплекс (АПК) имитации внешней и помеховой обстановки (ИВПО); АПК экспериментальной отработки (ЭО); автоматизированную систему обработки результатов испытаний (АСОРИ); рабочие места инженеров и операторов; имитаторы составных частей радиотехнической системы; имитаторы бортовых подсистем; контейнер для размещения оборудования и операторов.

АПК ИВПО обеспечивает создание и редактирование сценариев внешней и помеховой обстановки, формирование исходных данных для нового сценария, а также корректировку введенных исходных данных и их сохранение для использования в текущем или новом сценарии [3].

Для проверки радиотехнических характеристик с формированием воздействий путём имитации сигналов на несущих частотах используется АПК ЭО, содержащий цифровой приёмо-передающий модуль; термостатированный опорный генератор; формирователь стробирующих сигналов; переносчик частот; управляемые СВЧ-коммутаторы; цифровое хранилище; встроенный контроллер; монитор, клавиатуру, манипулятор; корпус-шасси с встроенным источником вторичного электропитания; комплект выносных антенн с кабелями и опорно-поворотными устройствами.

Важной составной частью АПК ЭО, определяющей его функции, характеристики и возможность реализации требуемых режимов, является программное обеспечение (ПО). Дополнительные возможности управления измерениями и испытаниями достигаются за счет реализации части функций по обработке сигналов в реальном масштабе времени средствами ПЛИС, установленной в приёмо-передающем модуле. Одной из задач ПО является формирование библиотеки моделируемых и реальных сигналов радиоэлектронных средств. Можно смоделировать сигналы с принципиально новыми видами модуляции, частотными и временными характеристиками. Имеется возможность модифицировать принятые сигналы с наложением на них шума/помех, регулированием уровня, микшированием.

4. Режимы работы

Средствами АПК ЭО реализованы три основных режима: стриминг, импульсный режим и режим ретрансляции.

В режиме стриминга осуществляется преобразование входного сигнала в поток цифровых данных, производится запись потока данных в единый массив на цифровое хранилище. Начало и конец приёма задаются внешним импульсным сигналом или по команде из управляющей программы. При передаче массив данных, предварительно сформированный и записанный на цифровое хранилище, считывается и воспроизводится в непрерывном режиме по аппаратной или программной команде начала передачи и завершается по окончании данных или по команде.

В импульсном режиме принимаемый и демодулируемый сигнал преобразуется в поток цифровых данных в течение промежутков времени, задаваемых внешними импульсными сигналами или программными триггерами и имеющих программно заданную длительность. Данные записываются на цифровое хранилище в массив, в котором порции непрерывно записанных данных (сегменты) размещаются в порядке их формирования с метками номера сегмента и времени начала записи (первого отсчёта в сегменте). Для генерации или воспроизведения импульсного сигнала массив данных этого сигнала, разделённый на упорядоченные порции (сегменты), предварительно записывается на цифровое хранилище. По внешнему или внутреннему сигналу запуска импульса сигнала на передачу инициируется воспроизведение сигнала из очередного сегмента данных.

В режиме ретрансляции принимаемый сигнал преобразуется в поток цифровых данных, передаваемый по информационной шине внутри модуля векторного приёма-передатчика с выхода приёмного на вход передающего канала. При этом осуществляется временное хранение отсчётов сигнала в буферном запоминающем устройстве. Синхронизация аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования осуществляется от одного источника тактового сигнала, при этом задержка от момента записи отсчёта входного сигнала до момента воспроизведения этого отсчёта задаётся программно.

Средствами АПК ЭО обеспечиваются: мгновенная ширина спектра генерируемых и анализируемых сигналов до 1000 МГц в P, L, S и X диапазонах, большой объем цифрового хранилища (не менее 5 ТБ), оптимальная организация информационного интерфейса, позволяющая реализовать длительную запись и воспроизведение широкополосных сигналов.

АСОРИ обеспечивает оценку ТТХ путём статистического анализа целевой информации, принимаемой от испытываемой системы, и её сравнения с испытательными воздействиями, формируемыми МДМК. При этом используются одни и те же критерии оценки, что дает возможность сравнивать результаты математического и полунатурного моделирования с результатами экспериментов, в том числе и летных. Расчет показателей качества функционирования изделия производится путем считывания статистической информации о результатах проведенных испытаний радиотехнической системы и их сравнения с эталонной информацией.

Заключение

Таким образом, предложенный многофункциональный мобильный измерительно-испытательный комплекс позволяет использовать единые методики оценки ТТХ на различных этапах жизненного цикла изделия. При этом адекватность моделей, в частности, используемых для определения ТТХ при бесполётных испытаниях, подтверждается сравнением результатов, полученных с использованием имитационного и полунатурного моделирования, с результатами лётных экспериментов.

Обладая вариативностью и гибкостью программно-алгоритмических решений, МДМК позволяет оперативно изменять сценарии внешней и помеховой обстановки с целью прогнозирования поведения радиотехнической системы в новых условиях, а его мобильность и быстрота развёртывания обеспечат оперативное проведение экспериментальной проверки результатов моделирования.

Многодиапазонность и большая мгновенная ширина спектра предоставляет МДМК широкие возможности для испытаний современных и перспективных радиолокационных и связных систем, а также систем РТР.

В дальнейшем МДМК может использоваться во время штатной эксплуатации и для предполётной проверки изделия и его подсистем.

Список литературы

- [1] Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. – М.: Радиотехника, 2014. – 528 с. : ил.
- [2] URL: <https://www.urthecast.com/optisar/>
- [3] Кудрявцева Т.А., Лепехина Т.А., Митько С.В. Аппаратно-программная реализация имитатора отраженных сигналов для испытаний авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, №5. С. 138-139

Аппаратно-программный комплекс для имитации и записи сигналов существующих и перспективных радиоэлектронных средств

Алексеев С.Б., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М.

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»

г. Москва, 121170, Российская Федерация

tatonika@inbox.ru

Аннотация: Разработан аппаратно-программный комплекс, позволяющий имитировать излучение сигналов различных радиоэлектронных средств в диапазоне частот до 40 ГГц с шириной спектра до 200 МГц. Комплекс оборудован высокоскоростным накопителем информации 5,7 ТБ, позволяющим выполнять запись и воспроизведение сигналов в режиме стриминга в течение до полутора часов. Аппаратура используется для имитации сигналов радиолокационных и связных станций с различными видами модуляции, в том числе ЛЧМ, ФКМ и шумоподобных сигналов. Комплекс позволяет воспроизводить как модельные сигналы перспективных, так и записанные сигналы реальных РЭС, а также создавать их библиотеки.

Ключевые слова: цифровая запись и генерация широкополосных сигналов, стриминг, математическое и полунатурное моделирование сигналов радиоэлектронных средств, модуляция зондирующих сигналов, имитация радиосигналов.

1. Введение

Интенсивное развитие радиоэлектронных средств (РС), использующих последние достижения схемотехники и новейшие базы электронных компонентов, сложное программное обеспечение и передовые конструкторские решения, обуславливает повышение требований к системам распознавания, записи и анализа таких сигналов.

Одним из главных направлений развития РС является создание устройств с новыми сложными видами модуляции зондирующего сигнала [1], такими как комбинированные виды модуляции, модуляция с программно изменяемыми параметрами, радиолокаторов, использующих зондирующие сигналы с межпериодным расширением спектра [2,3] и шумоподобные сигналы [4]. В радиолокационных станциях (РЛС) и системах связи широко применяется интеллектуальная перестройка режимов формирования и приёма сигналов для защиты от помех и обнаружения.

Таким образом, задача обнаружения сигналов, пеленгации их источников и распознавания типов излучающих РС [5] существенно усложняется и требует совершенствования систем распознавания, записи и анализа сигналов (РЗАС). Необходимым условием для успешной обработки аппаратного и программного обеспечения действующих и перспективных систем распознавания, записи и анализа сигналов является создание аппаратно-программного комплекса (АПК) для имитации сигналов РС, составление библиотек этих сигналов и разработка методов их полунатурного моделирования.

2. Аппаратные средства

На основании данных о характеристиках отечественных и зарубежных РС были выработаны требования к АПК, спроектирован и изготовлен его действующий макет. Структурная схема макета приведена на рисунке 1.

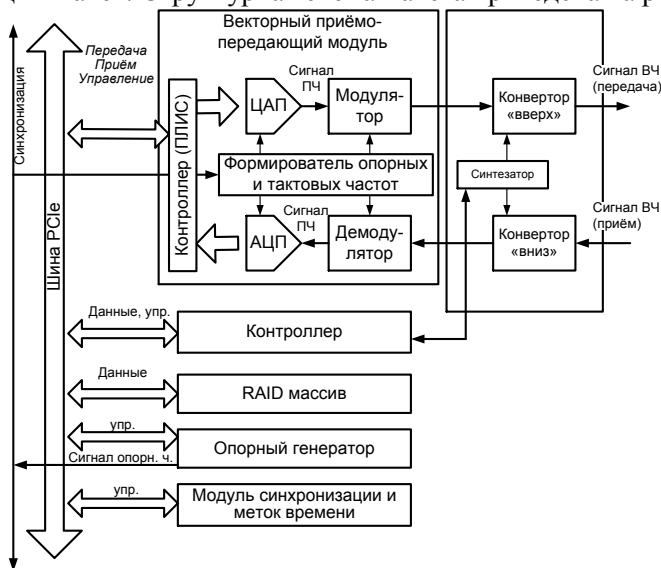


Рис. 1 Структурная схема макета

Сигнал, принимаемый антенной, поступает на вход управляемого понижающего конвертера, далее на вход демодулятора и АЦП, а затем через специализированный контроллер поступает в твердотельный накопитель типа RAID.

Хранение массивов данных для генерации тестовых сигналов осуществляется на том же накопителе информации, связанном высокоско-

ростным информационным интерфейсом с модулями генерации и регистрации. Специализированный контроллер этих модулей обеспечивает передачу данных между накопителем и ЦАП, между АЦП и накопителем с максимальной скоростью, обеспечиваемой информационным интерфейсом, в режиме прямого доступа к памяти.

В тракте генератора сигналов данные преобразуются в парный видеосигнал с помощью двух идентичных ЦАП. Этими сигналами, используемыми в качестве управляющих, модулируется синусоидальный сигнал промежуточной частоты, формируемый синтезатором частоты гетеродина из опорной частоты. Модулированный сигнал затем поступает на вход управляемого повышающего конвертера и далее на вход испытуемой системы РЗАС.

Блочно-модульная архитектура макета позволяет реализовать унифицированный интерфейс обмена данными и использовать общий контроллер для управления всеми составными частями от единой управляющей программы. Такое решение оптимизирует массо-габаритные характеристики макета, а размещение различных функциональных элементов в одном корпусе (шасси) обеспечивает реализацию большинства межблочных связей без внешних кабелей.

3. Программные средства

Разработанное программное обеспечение позволяет записывать и генерировать сигналы в двух режимах. Сегментированный режим позволяет экономить память для хранения сигналов при большой скважности сигнала за счет отключения генератора и анализатора во время отсутствия сигнала. Это, в свою очередь, снижает плотность потока обрабатываемых данных, что увеличивает возможности для дополнительной обработки сигналов в реальном времени. Непрерывный режим обеспечивает возможность записи сигнала непосредственно на высокоскоростное хранилище данных и, при воспроизведении, считывание с него сигнала с использованием канала прямого доступа к памяти, что позволяет записывать сигналы большой продолжительности, либо сигналы с неизвестными моментами синхронизации. В совокупности реализация этих режимов дает возможность генерировать сигналы различной формы для имитации сигналов РС, записывать радиосигналы от любых источников в режиме реального времени, модифицировать их и воспроизводить. С помощью ПО возможно создание математических моделей множества известных видов радиолокационных и связных сигналов, которые в дальнейшем могут быть использованы для воспроизведения и передачи на вход системы РЗАС [6].

Макет устройства даёт возможность для разработки широкого ряда математических моделей современных и перспективных средств РС. Массив данных сигнала содержит вектор или матрицу комплексных отсчётов, а также набор констант программных настроек аппаратных средств, включая несущую частоту, на которой должен генерироваться сигнал.

Библиотека может содержать как модели сигналов перспективных РС, построенные с помощью программных средств макета по данным известных или прогнозируемых характеристик, так и записанные реальные сигналы. Для записи сигналов образцов действующих средств связи предполагается использовать макет в непрерывном режиме, для записи сигналов импульсных радиолокаторов – в сегментированном режиме с синхронизацией от стробирующего сигнала запуска передатчика РЛС [7].

4. Практические результаты

Разработанный комплекс предоставляет следующие возможности:

- формирование и запись сигналов с произвольной модуляцией;
- запись и воспроизведение сигналов в режиме реального времени в непрерывном и сегментированном режимах;
- излучение сигналов перспективных РС (существующих и вновь разрабатываемых), полученных путём полунатурного моделирования;
- запись, хранение и анализ большого объёма данных до 5,7 ТБ, а также высокие показатели надежности и производительности системы, достигаемые использованием технологии RAID-массива, организованного на твердотельных накопителях типа SSD, что позволяет вести непрерывную запись и реализовать воспроизведение широкополосных сигналов с шириной полосы до 200 МГц в течение до полутора часов;
- широкий диапазон частот на прием и передачу в полосе от 200 МГц до 40 ГГц с мгновенной шириной спектра до 200 МГц позволяет осуществлять запись и воспроизведение сложных широкополосных сигналов перспективных РС, что достигается за счет применения современных понижающих и повышающих переносчиков частоты.

5. Заключение

Макет может быть использован для тестирования действующих и отработки перспективных систем РЗАС в качестве испытательного средства, формирующего входные сигналы с известными характеристиками. Подготовка к испытаниям включает запись реальных и моделирование образцов сигналов, которые затем будут использованы для составления

сценариев испытаний. С помощью программных средств можно наложить шум или помехи, а также микшировать сигналы от нескольких источников, регулировать уровни и имитировать условия их приёма при движении самолёта-носителя системы РЗАС. Формируемое воздействие может быть подано на вход приемной системы РЗАС посредством коаксиального кабеля на промежуточной или непосредственно на несущей частоте. Доукомплектование макета внешней радиочастотной аппаратурой с антенно-фидерной системой позволит также отрабатывать определение направления излучаемого сигнала.

Для испытаний вновь разрабатываемых систем РЗАС могут быть математически смоделированы и сформированы на несущей частоте сигналы имеющихся и перспективных РС. Возможность формирования макетом разнообразных широкополосных сигналов с перспективными видами модуляции зондирующего сигнала на несущей частоте целесообразно использовать для тестирования систем РЗАС.

Применение АПК для испытаний и отработки систем РЗАС позволит сократить сроки испытаний за счет использования заранее подготовленной библиотеки испытательных сигналов.

Список литературы

- [1] Тарасенко А.М., Цветков О.Е. Исследование внутриимпульсной модуляции зондирующих сигналов различными модулирующими функциями для расширения возможностей РСА // VII Всероссийские Армандовские чтения Муром: Журнал «Радиотехнические и телекоммуникационные системы»–466 с. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), с.339-344, 2017
- [2] Карпов О. А., Луканидин А. М., Нечаев В. М., Овчинников А. А., Орлов М. С., Толстов Е. Ф., Яковлев А. М. Экспериментальная проверка алгоритмов межпериодного расширения спектра в РСА – Сб. науч. статей под ред. Е.Ф.Толстова. — МО РФ, Смоленск, 2005. С. 226-230.
- [3] Гусейнов М.Я., Лепехина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М. Улучшение разрешающей способности по дальности дозорной РЛС в режимах РСА методом межпериодного расширения спектра // Успехи современной радиоэлектроники – 2015 – с. 6-12.
- [4] Lukin K.A. The Principles of Noise Radar Technology Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – pp. 13 – 22
- [5] Балунин Е.И., Баринов А.Ю., Дианов С.В. и др. Обнаружение и распознавание сигнально-кодовых конструкций.
- [6] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Алгоритм цифровой имитации траекторных сигналов для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой высокого разрешения // 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2013». М.: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2013. С.418-422.
- [7] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Аппаратно-программное обеспечение стенда полунатурного моделирования для наземных испытаний космических радиолокаторов с синтезированной апертурой // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013, №1. с.53-60.

Study of a broadband radio-photon frequency doubler

Biryukov V.V., Grachev V.A., Lobin S.G., Palachev M.A.,
Raevskii A.S.

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
physics@nntu.ru

Abstract: *This paper presents the results of a theoretical study of a fiber-optic delay line with an electro-optical modulator. On the basis of this line, radio-photon generators and frequency converters of microwave signals are performed. The results of experimental studies of such radio-photon devices are also given in this paper. The results of experimental and theoretical studies of a broadband radio-photon microwave frequency doubler are also given.*

Keywords: *radiophotonics, fiber-optic delay line, frequency multiplier, intensity modulator.*

Исследование широкополосного радиофотонного удвоителя частоты

Бирюков В.В., Грачев В.А., Лобин С.Г., Палачев М.А.,
Раевский А.С.

Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.ru

Аннотация: *В данной статье представлены результаты теоретического исследования волоконно-оптической линии задержки с электрооптическим модулятором. На базе такой линии выполняются радиофотонные генераторы и преобразователи частоты СВЧ-сигналов. Приводятся результаты экспериментальных и теоретических исследований широкополосного радиофотонного удвоителя частоты СВЧ диапазона.*

Ключевые слова: *радиофотоника, волоконно-оптическая линия задержки, умножитель частоты, модулятор интенсивности.*

1. Введение

Использование методов радиофотоники при создании узлов приемопередающей аппаратуры для радиолокации и связи может обеспечить значительное улучшение их основных тактико-технических характеристик: увеличение разрешающей способности по дальности и информативность, обеспечение высокой помехозащищенности и уменьшение массогабаритных характеристик. Достижение перечисленных преимуществ возможно благодаря внедрению функциональных узлов [1] на основе электрооптических модуляторов, демодуляторов, источников и приемников оптического сигнала, оптических линий задержек, фазовращателей и др.

В данной работе приводятся результаты исследования модуляционной характеристики электрооптического модулятора OptiLab IM-1550-20-a. Рассчитаны теоретически и определены экспериментально зависимости уровней первых нескольких гармонических составляющих на выходе ВОЛЗ от напряжения смещения, уровня подводимой СВЧ мощности. Экспериментально получена частотная зависимость уровня второй гармоники на выходе удвоителя частоты.

2. Электрооптический модулятор и его характеристики

При построении радифотонного умножителя частоты ВЧ-сигналов необходимости в задержке сигнала нет, то в схеме (рис. 1) оптическое волокно играет роль соединительного элемента между модулятором и фотоприемником. Его главным элементом является модулятор, основными параметрами которого являются полуволновое напряжение и начальный сдвиг фаз. Определить эти параметры можно непосредственно по модуляционной характеристике. Полуволновое напряжение также можно определить путем косвенных измерений – по зависимости уровня сигнала основной частоты на выходе фотоприемника от напряжения смещения.

Для непосредственного измерения модуляционной характеристики электрооптического модулятора нужно на его вход подать стабильный уровень оптической мощности, а на выходе подключить измеритель оптической мощности и, изменяя напряжение смещения, поданного на модулятор от источника питания, наблюдать, как изменяется уровень выходной мощности оптического излучения (рис. 2, кривая 1). Преимущества такого метода в том, что можно сразу определить потери оптической мощности, величину начального сдвига фаз в исследуемом модуляторе и напряжение полуволнового смещения.

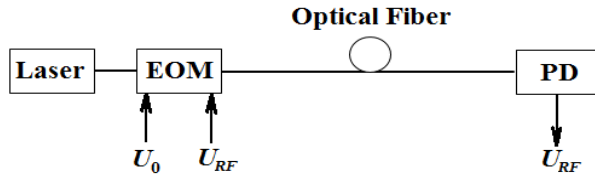


Рис. 1. Структурная схема ВОЛЗ с внешним электрооптическим модулятором (PD — фотодиод, EOM — электрооптический модулятор, U_0 — напряжение смещения, U_{RF} — модулирующее напряжение).

Fig. 1. Block diagram of a fiber optic delay line with an external electro-optic modulator (PD — photodiode, EOM — electro-optic modulator, U_0 — bias voltage, U_{RF} — modulating voltage)

В случае косвенного измерения, по зависимости уровня первой гармоники модулирующего сигнала от величины прикладываемого напряжения смещения (рис. 2, кривая 2), можно качественно судить о положении экстремумов модуляционной характеристики исследуемого модулятора, а так же определить полуволновое напряжение модулятора. Начальный сдвиг фаз можно определить только с точность до π .

3. Исследование характеристик умножителя частоты на базе электрооптического модулятора

Экспериментальные зависимости уровней мощностей первой и второй гармоник на выходе фотоприемника представлены на рис. 3 а. Модуляция осуществлялась гармоническим сигналом с частотой 1 ГГц, уровень мощности которого изменялся от минус 3 до 16 дБм с шагом 1 дБм при постоянной мощности оптического излучения 6 дБм. При положении рабочей точки в экстремуме модуляционной характеристики на выходе фотоприемника первая гармоника (кривая 1 на рисунке 3 а) подавлена, а вторая (кривая 2 на рисунке 3 а) растет линейно с ростом подводимой к модулятору СВЧ-мощности.

Одним из существенных недостатков интегрального модулятора на основе интерферометра Маха-Цандера является изменение положения рабочей точки [2]. Причиной этого могут быть как внешние источники: температура, влажность или механическая нагрузка, так и внутренние источники, которые связаны с перераспределением электрического заряда внутри структур модулятора. В результате возникает необходимость постоянной подстройки напряжения смещения на электродах модулятора с целью удержания интерферометра Маха-Цандера в заданной рабочей точке. В

проведенном эксперименте зависимость значения напряжения смещения от уровня мощности ВЧ-сигнала имеет вид, приведенный на рисунке 3 б.

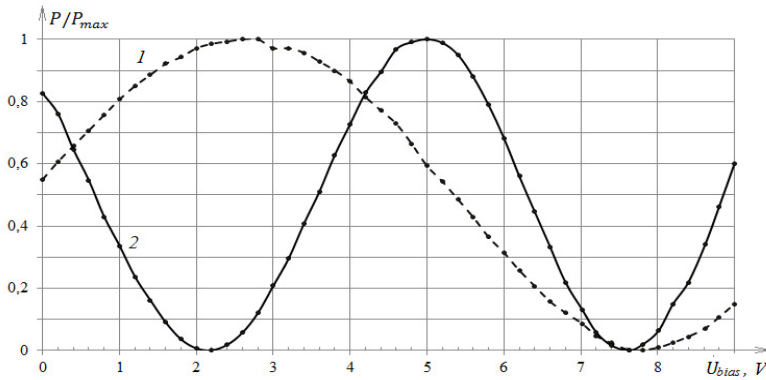


Рис. 2. Зависимости от напряжения смещения нормированных мощностей (кривая 1 – оптической мощности на выходе модулятора, кривая 2 – мощности первой гармоники модулирующего сигнала на выходе фотоприемника).

Fig. 2. Dependences of the normalized powers on the bias voltage (curve 1 - optical power at the output of modulator, curve 2 - the power of the first harmonic of modulating signal at the output of photodetector).

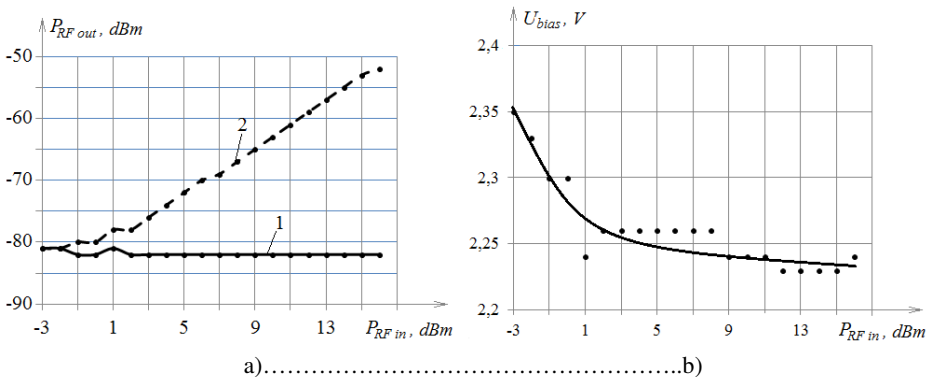


Рис. 3. Зависимости от мощности входного СВЧ-сигнала уровней а) первых двух гармоник СВЧ-сигнала на выходе фотоприемника и б) напряжения смещения (кривая 1 – уровень первой гармоники, кривая 2 – второй гармоники).

Fig. 3. Dependences from the power of the input microwave signal of levels а) of the first two harmonics of microwave signal at the output of photodetector and б) the bias voltage (curve 1 - the level of the first harmonic, curve 2 - the second harmonic).

Зафиксировав уровень модулирующего СВЧ-сигнала на уровне 16 дБм, а оптическую мощность на уровне 15 дБм и изменяя напряжение смещения в пределах от 0 до 9 В были получены зависимости мощностей первой и второй гармоник на выходе фотоприемника от напряжения смещения, поданного на порт смещения модулятора (рис. 4 а). Из полученных зависимостей видно, что происходит перераспределение энергии между первой (кривая 1) и второй (кривая 2) гармониками. В квадратуре наблюдается максимум на основной частоте, при смещении рабочей точки происходит возрастание уровня второй гармоники и понижение уровня первой. В точке максимальной нелинейности первая гармоника подавлена относительно второй на 20-25 дБ.

Аналитические выражения для теоретического определения зависимостей мощностей первых трех гармоник от напряжения смещения модулятора имеют следующий вид [3]:

$$P_{1RFout} = \frac{0,32 \cdot R \cdot P_{PD}^2 \cdot P_{in}^2}{\alpha_{EOM}^2} \cdot b \cdot J_1 \left(\pi \frac{U_{RFin}}{U_{\pi}} \right) \cdot \sin(\omega t) \cdot \left(\cos(\varphi_0) \cdot \sin \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) + \sin(\varphi_0) \cdot \cos \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) \right)^2;$$

$$P_{2RFout} = \frac{0,32 \cdot R \cdot P_{PD}^2 \cdot P_{in}^2}{\alpha_{EOM}^2} \cdot b \cdot J_2 \left(\pi \frac{U_{RFin}}{U_{\pi}} \right) \cdot \cos 2 \cdot \omega t \cdot \left(\cos(\varphi_0) \cdot \cos \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) - \sin(\varphi_0) \cdot \sin \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) \right)^2;$$

$$P_{3RFout} = \frac{0,32 \cdot R \cdot P_{PD}^2 \cdot P_{in}^2}{\alpha_{EOM}^2} \cdot b \cdot J_3 \left(\pi \frac{U_{RFin}}{U_{\pi}} \right) \cdot \cos 6 \cdot \omega t \cdot \left(\cos(\varphi_0) \cdot \sin \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) - \sin(\varphi_0) \cdot \cos \left(\pi \frac{U_{bias}}{U_{\pi}} \right) \right)^2.$$

Здесь $R = 50 \text{ Ом}$ и $P_{PD} = 0,7 \text{ А/Вт}$ – нагрузка и чувствительность фотодетектора соответственно, $P_{in} = 15 \text{ дБм}$ и $\alpha_{EOM} = 5 \text{ дБ}$ – мощность оптической несущей и оптические потери в модуляторе соответственно, $b = 1$ – коэффициент разбаланса плеч интерферометра.

С учетом экспериментально определенного встроенного сдвига фаз модулятора $\varphi_0 = 84^\circ$ и полуволнового напряжения смещения $U_{\pi} = 5,2 \text{ В}$, теоретически рассчитанная зависимость уровня первых трех гармоник от напряжения смещения приведена на рисунке 4 б.

Из данного рисунка видно, что экспериментальные результаты хорошо согласуются с теоретическими не только качественно, но и количественно.

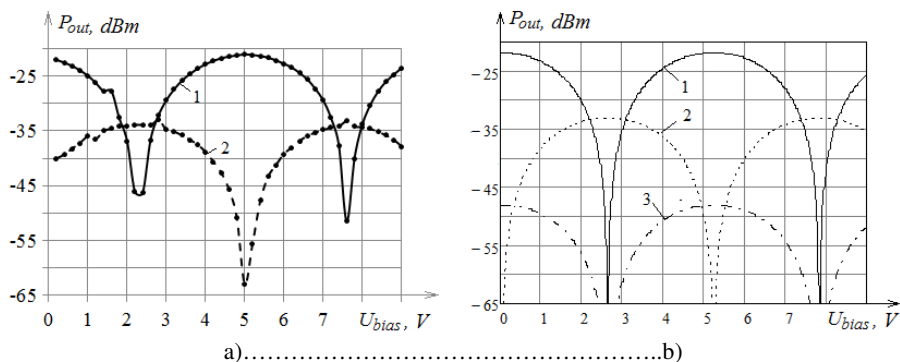


Рис. 4. Зависимости уровней первых гармоник выходного СВЧ-сигнала от напряжения смещения, полученные а) экспериментально и б) теоретически.
(кривая 1 – уровень первой гармоники, кривая 2 – второй гармоники, кривая 3 – третьей гармоники).

Fig. 4. Dependences of the levels of first harmonics of output microwave signal from bias voltage, obtained а) experimentally and б) theoretically.
(curve 1 - the level of the first harmonic, curve 2 - the second harmonic, curve 3 - the third harmonic).

В ходе экспериментального исследования радиофотонного блока, работающего как умножитель частоты входного СВЧ-сигнала, была получена частотная зависимость уровня второй гармоники (рис. 5), которая показывает, что в рабочей полосе частот модулятора и фотоприемника (верхняя граничная частота 20 ГГц) уровень второй гармоники изменяется монотонно, что является основным преимуществом рассматриваемого умножителя частоты.

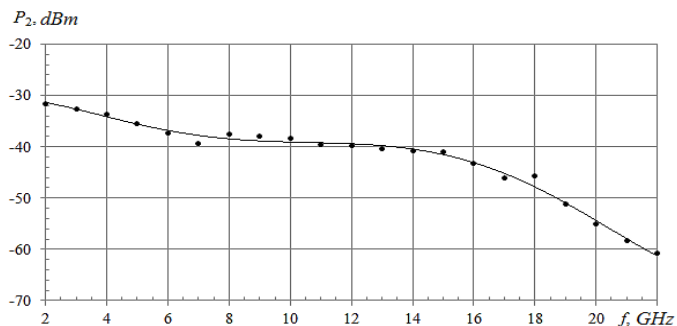


Рис. 5. Частотная зависимость уровня второй гармоники.

Fig. 5. Frequency dependence of the second harmonic level.

3. Заключение

Уровень и число спектральных составляющих на выходе радиофотонного блока в основном зависят от положения рабочей точки на модуляционной характеристики модулятора. Если рабочая точка находится в экстремуме модуляционной характеристики, то в выходном спектре присутствуют лишь четные гармоники, нечетные же будут подавлены. Основным преимуществом радиофотонных умножителей частоты является широкая полоса рабочих частот, которая определяется граничными частотами работы модулятора и фотоприемника. А главным недостатком - малый коэффициент преобразования.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования выполнены при финансовой поддержке Российского Научного Фонда. Грант № 17-19-01628.

Список литературы

- [1] Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов Е.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника. 2014. № 1. С. 65-86.
- [2] Bulmer C.H., Burns W.K., Hiser S.C. Pyroelectric effects in LiNbO₃ channel-waveguide devices // Appl. Phys. Lett. 1986. Vol. 48, No 16. P. 1036–1038.
- [3] Raevskii A.S. Investigation of the characteristics of fiber optic delay lines with different types of optical emission intensity modulation / A.S. Raevskii, V.V. Biryukov, V.V. Grachev, S.A. Kapustin, S.G. Lobin // Proc. of SPIE. Optical Technologies for Telecommunications 2016. Vol. 10342, 103420K-1 – 103420K-6. doi: 10.1117/12.2270386.

References

- [1] Belousov A.A., Volkhin Yu.N., Gamilovskaya A.V., Dubrovskaya A.A., Tikhonov E.V. On the application of methods and means of radio-photonics for signal processing at decimeter, centimeter and millimeter wavelength ranges. *Prikladnaya fotonika*, 2014, no 1, pp. 65 - 86. (In Russian).
- [2] Bulmer C.H., Burns W.K., Hiser S.C. Pyroelectric effects in LiNbO₃ channel-waveguide devices. *Appl. Phys. Lett.*, 1986, vol. 48, no 16, pp. 1036 - 1038.
- [3] Raevskii A.S. Investigation of the characteristics of fiber optic delay lines with different types of optical emission intensity modulation / A.S. Raevskii, V.V. Biryukov, V.V. Grachev, S.A. Kapustin, S.G. Lobin // *Proc. of SPIE. Optical Technologies for Telecommunications*, 2016, vol. 10342, 103420K-1 – 103420K-6, doi: 10.1117/12.2270386.

Acknowledgements

The research was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation. Grant No. 17-19-01628.

Подписано в печать 11.11.2017
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 13,61
Уч.-изд. л. 13,4. Зак. 4566/6. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744