

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

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Infocommunications
and Radio Technologies

2018
Том 1
№ 2

2018
Vol. 1
No. 2

Moscow • Ekaterinburg • Sevastopol

Почетный главный редактор

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

Главный редактор

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

Редакционная коллегия

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

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

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

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

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

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

к. т. н. ИВАШИНА М. В. (Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Международный редакционный совет

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

д. т. н., проф. БАТУРА М. П. (БГУИР, Минск, Беларусь)

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

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

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

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

Заведующая редакцией: *Н. В. Папуловская*

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

Онлайн-сопровождение: *А. А. Кобелев*

Подписано к печати 15.06.2018

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 7,48. Уч.-изд. л. 7,1. Тираж 300 экз.

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

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

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-64134 от 25.12.2015

Отпечатано в типогр. Printex

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

Honorary Chief Editor

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

Editor in Chief

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

Editorial Board

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

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

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

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

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

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

C.Sc. IVASHINA M. V. (Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

International Editorial Council

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

D.Sc., Prof. BATURA M. P. (BSUIR, Minsk, Belarus)

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

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

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

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

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

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

Онлайн-сопровождение: *A. A. Kobelev*

Address:

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

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

E-mail: icrt.mail@gmail.com

Содержание — Contents

Радиотехника и связь (05.12.00) — Radio engineering and communication

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С. Глобальная навигационная спутниковая система в структуре геополигона A. E. Volvach and G. S. Kurbasova, Global navigation satellite systems in the geopolygon structure	141
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В. Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and O. V. Plohih, Coherent pulsed UHF transmitter aerological radar	149
Афонин И. Л., Бердышев С. Н., Овчаров П. П., Саламатин В. В. Учет неквадратичности детектирования при обработке результатов измерения параметров волноводных устройств I. L. Afonin, S. N. Berdyshev, P. P. Ovcharov, and V. V. Salamatin, Taking into account nonquadratic detection of measurement result processing of waveguide device parameters	158
Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С. Локальная навигационная система для автоматического причаливания судна I. B. Shirokov, I. V. Skorik, and I. S. Ablyakimov, Local navigation system for automatic ship berthing	168
Чернега В. С., Канов Л. Н. Оценка допусков элементов схемы замещения имитатора кабельных линий связи V. S. Chernega and L. N. Kanov, Evaluation equivalent circuit elements tolerance of cable lines simulator	183
Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н. Синхронизация временных интервалов в канале связи с многопутевым распространением сигналов A. N. Degtyarev and V. N. Miryanova, Synchronization of the time intervals in the communication channel with a multipath spread of signals	197
Загорулько Ю. А., Загорулько Г. Б., Боровикова О. И. Проблемы разработки онтологии для тематического интеллектуального научного интернет-ресурса Yu. A. Zagorulko, G. B. Zagorulko, and O. I. Borovikova, Problems of development of ontology for subject-based intelligent scientific Internet resource	207

Электроника (05.27.00) — Electronics

Белкин М. Е., Ключник Д. А., Топорков Н. В. Разработка сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиосигналов M. E. Belkin, D. A. Klyushnik, and N. V. Toporkov, Design of ultra-wideband long-term RF-signal delay devices	218
---	-----

История науки и техники (07.00.10) — History of science and technology

В. Я. Носков, The autodyne radio spectroscopy: the brilliant invention of Ye. K. Zavoisky Носков В. Я. Автодинный радиоспектроскоп — гениальное изобретение Е. К. Завойского	238
---	-----

Глобальная навигационная спутниковая система в структуре геополигона¹

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С.

*Отдел радиоастрономии и геодинамики,
Крымская астрофизическая обсерватория
Ялта, 298688, Российская Федерация
volvach@bk.ru*

Статья поступила 9 июля 2016 г.

Аннотация: Современная система автоматизации немыслима без использования источника точного времени. И хотя большинство систем в настоящий момент используют сигналы GPS, очевидно, что на территории РФ на смену ей в ближайшее время придет система ГЛОНАСС. Наибольший интерес в существовании ГЛОНАСС заключается в совместном использовании ГЛОНАСС и GPS. Смещение времени между GPS и ГЛОНАСС является важным параметром в комбинированной обработке GPS/ГЛОНАСС-измерений. Высокоточная система оценки разницы во времени может обеспечить сантиметровую точность определения местоположения. В настоящей работе обсуждаются результаты анализа величин $C1$ -переменной составляющей смещения шкалы времени ГЛОНАСС по отношению к шкалам UTC, TAI за период 2009—2013 гг.

Ключевые слова: базар, активные ядра галактик, черная дыра.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач А. Е., Курбасова Г. С. Глобальная навигационная спутниковая система в структуре геополигона // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2016. Т. I, № 2. С. 141—148.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Вольвач, А. Е. Глобальная навигационная спутниковая система в структуре геополигона / А. Е. Вольвач, Г. С. Курбасова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2016. — Т. I, № 2. — С. 141—148.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2014 (Севастополь, РФ, 7—13 сентября 2014 г.).

Global navigation satellite systems in the geopolygon structure

A. E. Volvach and G. S. Kurbasova

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

Received on July 9, 2016

Abstract: *The modern automation system is unthinkable without the use of the accurate time source. Although most systems currently use the GPS signals, it is obvious that the GLONASS system will be used in the Russian Federation in the near future. The greatest interest in the existence of the GLONASS concerns the joint use of the GLONASS and the GPS. The time offset between the GPS and the GLONASS is an important parameter in the processing of combined GPS/GLONASS measurements. High-precision evaluation system of the time difference can provide centimeter accuracy positioning. The present paper concerns the analysis results for the variable component C1 of GLONASS timescale offset values relative to the scale UTC, TAI for the period of 2009–2013.*

Keywords: *radio interferometry, GPS, Glonass.*

For citation (IEEE): A. E. Volvach and G. S. Kurbasova, “Global navigation satellite systems in the geopolygon structure,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 141–148, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.10

1. Введение

Высокоточные методы спутниковых координатных определений, созданные в последние годы, позволили в значительной степени ликвидировать недостатки традиционных геодезических измерений. Их использование для решения геодинамических задач существенно повлияло на определение структуры геодинамических сетей на геополлигонах (рис. 1).

Получение всемирного времени невозможно без привлечения наблюдений методом РСДБ, который является единственным из современных методов, позволяющим проводить «абсолютное» определение UT1.

GPS и ГЛОНАСС — две независимые глобальные навигационные спутниковые системы. Каждая обеспечивает, независимо друг от друга, определение точного местоположения и времени в любой точке мира. Смещение времени между GPS и ГЛОНАСС является важным параметром в комбинированной обработке GPS/ГЛОНАСС-измерений.

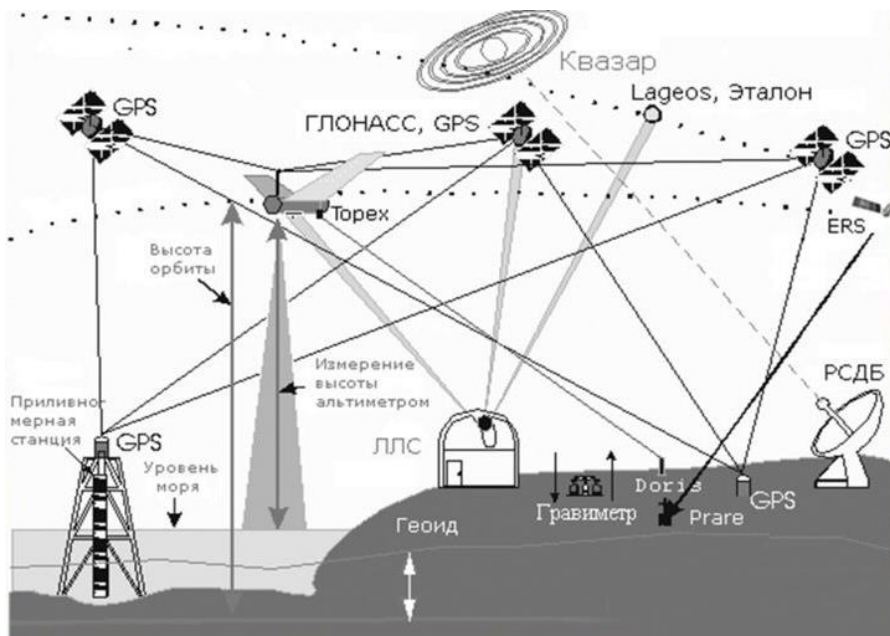


Рис. 1. Глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС) в структуре геодинамического полигона.

Fig. 1. Global navigation satellite systems (GNSS) in the geodynamic polygon structure

Для получения результатов наивысшей точности в настоящее время объединяются возможности различных средств наблюдений: радиointерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ, ЛЛС, ГНСС). При этом наиболее эффективно объединение результатов при совместном размещении средств наблюдений на одной станции — станции коллокации.

Цель работы заключается в анализе структуры временных рядов измерений C0 (GPS-время) и C1 (ГЛОНАСС-время) на интервале 2009—2013 гг.²

2. Наблюдения и анализ данных

РСДБ-комплекс «КВАЗАР — СИМЕИЗ» формирует базовую систему для получения высокоточной координатно-временной информации в интересах фундаментальных и проблемно ориентированных исследований, в том числе для наземной поддержки ГНСС ГЛОНАСС. Три радиоте-

² Annual Report BIPM No 5–9, 2015.

лескопа комплекса «Квазар-КВО»: «Светлое», «Зеленчукская», «Бадары» и радиотелескоп «Симеиз» образуют базы с длинами (км): 611, 1811, 2015, 4282, 4405, 4883 (рис. 2).

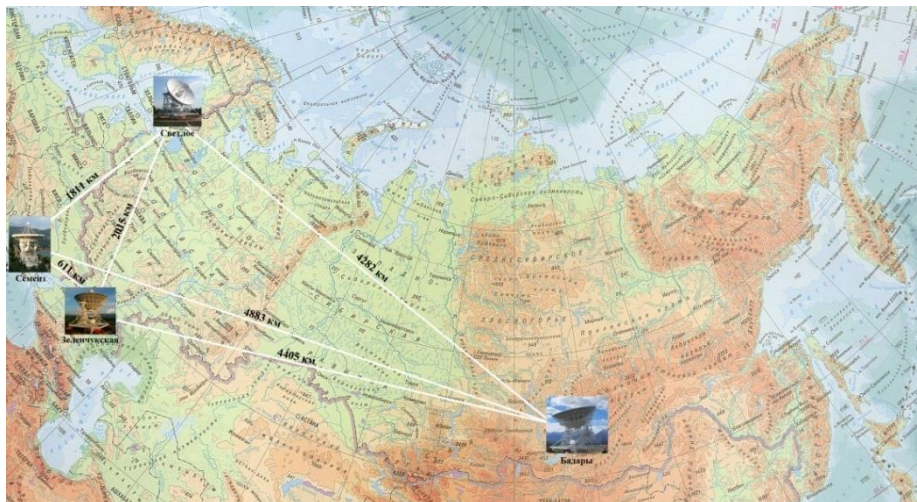


Рис. 2. РСДБ-сеть «Квазар — Симеиз».

Fig. 2. “Kvazar — Simeiz” VLBI network

Все обсерватории оснащены станциями лазерной локации и GPS/ГЛОНАСС-приемниками. Создан геодинимический полигон «Симеиз — Кацивели» (рис. 3), имеющий наблюдательные средства: РСДБ-станция на базе телескопа РТ-22 «Симеиз», два лазерных спутниковых дальномера («Simeiz-1873», «Katsively-1893») и две станции GPS/GLONASS («GPS-CrAO», «Katsively») [1].

Станции космической геодезии и геодинимики входят в состав соответствующих международных служб [2]. В силу специфики процесса наблюдений и корреляционной обработки данных оперативность РСДБ-данных не превышает нескольких дней. Поэтому в целях оперативной службы ПВЗ применяются различные методы комбинации данных РСДБ и спутниковых данных. Спутники GPS передают общую шкалу времени, обозначаемую «время GPS»². Соотношение между временем GPS и TAI следующее

$$[TAI - \text{время GPS}] = 19 \text{ с} + C_0,$$

где разность времени 19 секунд поддерживается постоянной, а C_0 является величиной порядка десятка наносекунд, переменной во времени (рис. 4, 5).

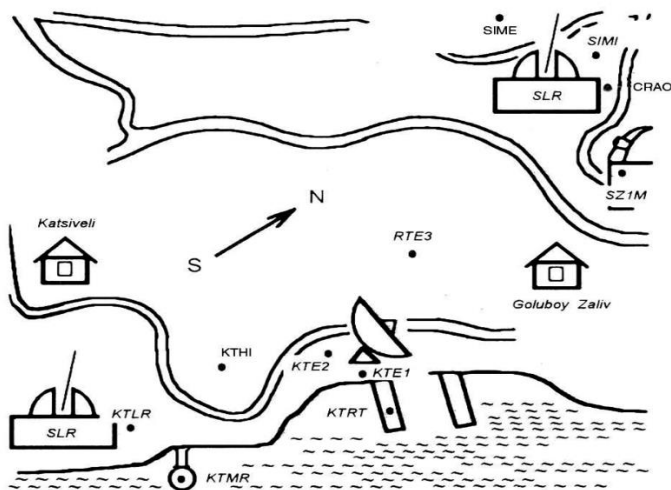


Рис. 3. Полигон «Симеиз — Кацивели».

Fig. 3. "Simeiz – Katsively" polygon

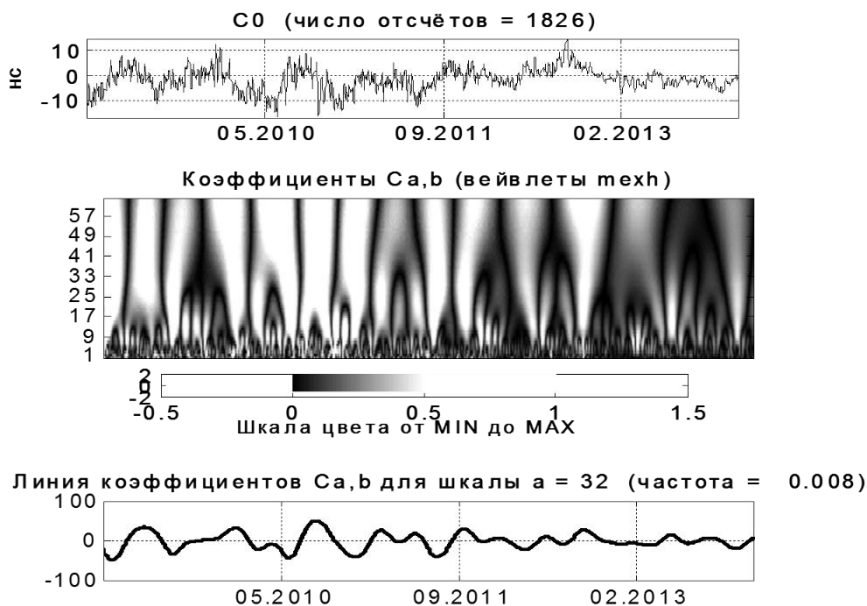


Рис. 4. Вейвлет-анализ данных C0.

Fig. 4. C0 data wavelet analysis

Соотношение между временем GPS и UTC включает переменное число секунд, как следствие добавления високосной секунды в системе UTC, и выглядит следующим образом:

с 2009 январь 1,0 h UTC, по 2012 июль 1,0 h UTC:

$$[\text{UTC} - \text{GPS время}] = -15 \text{ с} + C_0,$$

с 2012 июль 1,0 h UTC, до дальнейшего уведомления,

$$[\text{UTC} - \text{GPS время}] = -16 \text{ с} + C_0.$$

Спутники ГЛОНАСС передают общую шкалу времени, обозначаемую «время ГЛОНАСС». Соотношение между временем ГЛОНАСС и UTC имеет вид:

$$[\text{UTC} - \text{GLONASS время}] = 0 \text{ с} + C_1,$$

где разница во времени 0 поддерживается постоянной путем применения секундного скачка, так что время ГЛОНАСС совпадает с временем UTC, а C_1 является величиной порядка сотен наносекунд (десятки микросекунд до 1 июля 1997 г.), переменной во времени.

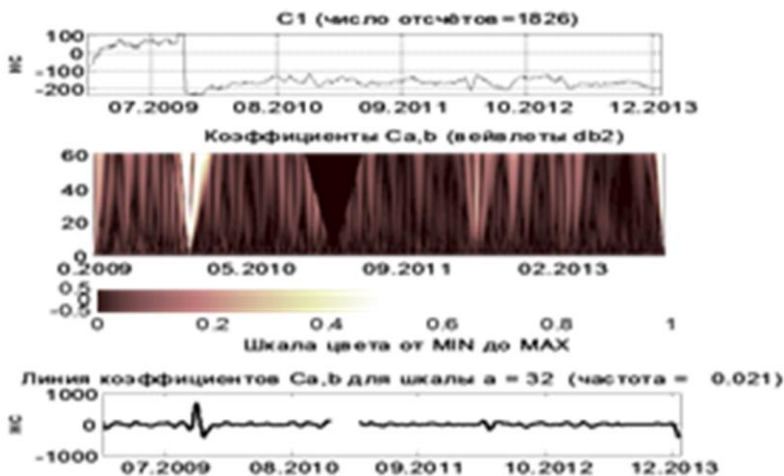


Рис. 5. Вейвлет-анализ данных C_1 .

Fig. 5. C_1 data wavelet analysis

Соотношение между временем ГЛОНАСС и TAI включает в себя переменное число секунд и заключается в следующем: с 2009 года на 1 января 0 ч UTC до 2012 июля 0 ч UTC – $[\text{TAI} - \text{время ГЛОНАСС}] = 34 \text{ с} + C_1$, от 2012 1 июля 0 ч UTC, до дальнейшего уведомления:

$$[\text{TAI} - \text{время ГЛОНАСС}] = 35 \text{ с} + C_1.$$



Рис. 6. Ежемесячные стандартные отклонения C_0 , C_1 .

Fig. 6. Monthly standard deviation of C_0 , C_1

3. Заключение

1. Смещение времени между GPS и ГЛОНАСС является важным параметром в комбинированной обработке GPS/ГЛОНАСС-измерений. Высокоточная система оценки разницы во времени может обеспечить сантиметровую точность определения местоположения и синхронизацию часов.

2. Непрерывное вейвлет-преобразование обнаруживает наличие и локализацию скачка и разрыва в последовательности данных C_1 .

3. Вейвлет-анализ составляющих шума в данных C_0 и C_1 показывает, что модель шума близка к стандартной с нулевым средним и единичной дисперсией.

4. Амплитуда составляющей шума в данных C_0 существенно уменьшилась с середины 2012 года.

Список литературы

1. Yatskiv Y. S., Odynets P. S., Volvach A. E. The Simeiz–Katzively co-location site of space geodesy techniques: current state and future activity // Proceedings of the Journées 2013 “Systèmes de référence spatio-temporels”: Observatoire de Paris, 16—18 September 2013. 2014. P. 216—219.
2. Volvach A. E., Kurbasova G. S. The Simeiz Fundamental Geodynamics Area // International VLBI Service for Geodesy and Astrometry 2013 Annual Report. NASA/TP-2014-217522. 2014. P. 160—163.

References

- [1] Y. S. Yatskiv, P. S. Odyets, and A. E. Volvach, “The ‘Simeiz–Katzively’ co-location site of space geodesy techniques: current state and future activity,” in *Proceedings of the Journées 2013 “Systèmes de référence spatio-temporels”: Observatoire de Paris, 16–18 September 2013*, 2014, pp. 216–219.
- [2] A. E. Volvach and G. S. Kurbasova, “The Simeiz Fundamental Geodynamics Area,” in *International VLBI Service for Geodesy and Astrometry 2013 Annual Report*, NASA/TP-2014-217522, 2014, pp. 160–163.

Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В.

Институт радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ,

Уральский федеральный университет

им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

v.e.ivanov@yandex.ru

Статья поступила 4 ноября 2016 г.

Аннотация: Приведены результаты разработки мощного (800 Вт) когерентного импульсного передатчика аэрологической радиолокационной станции системы радиозондирования атмосферы с программной перестройкой несущей частоты запросных радиоимпульсов в диапазоне 1680 МГц, обеспечивающего измерение наклонной дальности до аэрологического радиозонда (АРЗ) на основе сверхрегенеративного приемопередатчика (СПП). Показана возможность применения в усилительных каскадах СВЧ-передатчика полевых LDMOS-транзисторов серии 2П9110, объединенных в палеты для получения высокой выходной мощности. Представлены результаты измерений основных параметров макета СВЧ-передатчика.

Ключевые слова: передатчик, когерентный режим, импульсный режим, LDMOS-транзистор, палета.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС / Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 149—157.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Когерентный импульсный СВЧ-передатчик аэрологической РЛС / В. Э. Иванов, С. И. Кудинов, А. В. Гусев, О. В. Плохих // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1. — № 2, С. 149—157.

Coherent pulsed UHF transmitter of aerological radar

V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and O. V. Plohih

*Institute of Radioelectronics and Information Technologies,
Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin
32, Mira Str., Ekaterinburg, 610002, Russian Federation
v.e.ivanovekt@gmail.com*

Received on November 4, 2016

Abstract: *The paper presents the development results concerning a powerful (800 W) coherent pulsed transmitter of an upper-air radar system for atmosphere radio sounding with programmable tuning of the carrier frequency radio pulses in 1680 MHz range to provide a slant range measurement up to an upper-air radiosonde on the basis of a super-regenerative transceiver (SRT). Field LDMOS transistors of 2П9110 type are combined into pallets to obtain high output power in amplification stages of the microwave transmitter. The results of measurements of microwave transmitter basic parameters are presented.*

Keywords: *microwave transmitter, LDMOS transistor, power amplifier, coherent mode, pulse mode.*

For citation (IEEE): V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and O. V. Plohih “Coherent pulsed UHF transmitter aerological radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. I, no. 2, pp. 149–157, 2016. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.11

1. Введение

Особенностью радиолокационных систем радиозондирования атмосферы (СР) является применение в составе аэрологического радиозонда (АРЗ) сверхрегенеративного приемопередатчика-ответчика (СПП), обеспечивающего передачу телеметрической информации, измерение угловых координат и наклонной дальности до АРЗ радиоимпульсным методом на одной несущей частоте. СПП радиозонда при поступлении запросных радиоимпульсов наземного радиолокатора формирует в канале дальности активный ответный сигнал в виде короткой паузы [1]. Исследования показали, что запросный сигнал РЛС синхронизирует фазу радиоимпульсов СПП. Этот эффект позволяет использовать информацию о фазе квазикогерентных радиоимпульсов для обнаружения ответного сигнала и определения мгновенной скорости движения радиозонда [1–3].

Особенность формирования спектра СПП можно пояснить, полагая, что радиоимпульсный случайный процесс является стационарным, его

статистические характеристики не зависят от номера в последовательности радиоимпульсов. Статистическая реализация одиночного радиоимпульса СПП может быть представлена в виде [6]:

$$F(t) = A_{\Sigma} U(t, \Delta \tau_3) \exp[j(\omega_0 t + \varphi)], \quad (1)$$

где A_{Σ} — амплитуда флуктуаций; $U(t, \Delta \tau_3)$ — функция, описывающая огибающую радиоимпульса; $\Delta \tau_3$ — флуктуации времени задержки переднего фронта радиоимпульсов.

Спектр статистической реализации радиоимпульсного процесса является случайной функцией и определяется с помощью преобразования Фурье:

$$g(\omega, \varphi, \Delta \tau_3) = A_{\Sigma} U(t, \Delta \tau_3) \exp(j\varphi) \times \int_{-\infty}^{+\infty} U(t, \Delta \tau_3) \exp[-(\omega - \omega_0)t] dt \quad (2)$$

Спектр статистической реализации огибающей радиоимпульсов СПП имеет совершенно другую структуру. После амплитудного детектора информация о мгновенной фазе радиоимпульсов будет потеряна. Соотношение для спектра огибающей радиоимпульсов СПП можно представить в виде

$$G(\Omega, \Delta \tau_3) = A_{CT} \exp[-j\delta(\tau_{3cp} + \Delta \tau_3)] \int_{-\infty}^{+\infty} U(t, \Delta \tau_3) \exp[-j\Omega t] dt \quad (3)$$

где $A_{\Sigma} = A_{CT3} \exp[-j\delta(\tau_{3CP} + \Delta \tau_3)]$ — амплитуда флуктуационных колебаний; Ω — круговая частота анализа спектра огибающей радиоимпульсов СПП.

При воздействии внешнего гармонического сигнала плотность непрерывной $W_H(\omega)$ и дискретной $W_D(\omega)$ частей спектра высокочастотного излучения приемопередатчика (2) можно получить с помощью усреднения спектра одиночной реализации. Выражения, описывающие плотность непрерывной и дискретной составляющих спектра радиоимпульсов СПП, можно привести к виду:

$$W_H(\omega) = 2Q_C^{-1} \{K(\omega) - [H(\omega)]^2\},$$

$$W_D(\omega) = 4\pi Q_C^{-2} x [H(\omega)]^2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(\omega - 2\pi n F_C), \quad (4)$$

где $K(\omega) = m[g(\omega, \varphi, \Delta \tau_3)]^2$ — математическое ожидание квадрата спектральных составляющих суммарного колебания в контуре СПП;

$H(\omega)^2 = m[g(\omega, \varphi, \Delta\tau_3)]^2$ — квадрат математического ожидания дискретных составляющих колебания в контуре СПП; Q_c — скважность радиоимпульсов; n — номер гармоники дискретной составляющей спектра СПП.

Анализ выражений (2—4) показывает их существенную зависимость от закона распределения фазы начальных колебаний. При равновероятном распределении фазы начальных колебаний анализ выражений (4) показывает, что $H(\omega) = 0$, поэтому дискретная составляющая радиочастотного спектра полностью отсутствует $W_D(\omega) = 0$. Поскольку $K(\omega) > 0$, то флуктуационная составляющая спектра существует и обеспечивает излучение мощности СПП. Высокочастотный спектр СПП, работающего в режиме, когда начальные условия запуска определяются флуктуационными шумами, принципиально является сплошным (рис. 1). При поступлении внешнего когерентного сигнала детерминированная составляющая в (10) $H(\omega) > 0$, в спектре СПП появляются дискретные составляющие (рис. 1), которые и определяют признак появления ответного сигнала. Таким образом, флуктуации времени задержки $\Delta\tau_3$ определяют шумовую составляющую радиочастотного спектра и спектра огибающей радиоимпульсов.

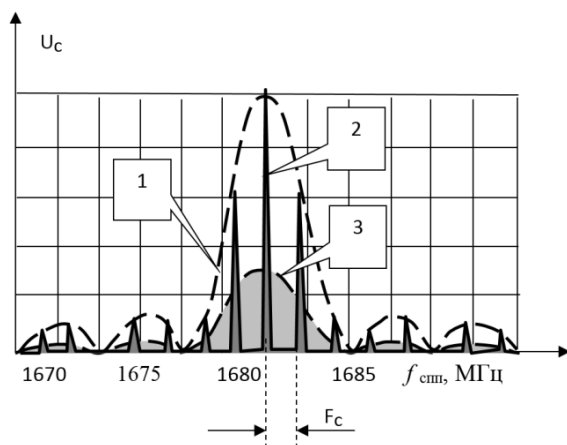


Рис. 1. Спектр излучения синхронизированных радиоимпульсов СПП: 1 — огибающая спектра излучения СПП; 2 — амплитуда дискретной спектральной составляющей $U_{дi}$; 3 — уровень флуктуационной составляющей спектра $U_{ш I}$.

Fig. 1. Emission spectrum of SRT synchronized radio pulses: 1 – SRT emission spectrum envelope; 2 – amplitude of a discrete spectral component U_{di} ; 3 – level of $U_{sh I}$ spectrum fluctuation component

Флуктуации фазы существенно влияют на шумовую составляющую радиочастотного спектра СПП и не влияют на шумовую составляющую спектра огибающей. Необходимо отметить, что внешний когерентный сигнал снижает фазовый шум обратно пропорционально уровню сигнала, а амплитудный шум — обратно пропорционально логарифму отношения сигнал/шум.

Вид ответного сигнала СПП $U_{\text{ВЫХ}}$ на импульсный когерентный сигнал РЛС $U_{\text{ЗС}}$ на выходе амплитудного и фазового детектора приемного устройства РЛС показан на рис. 2.

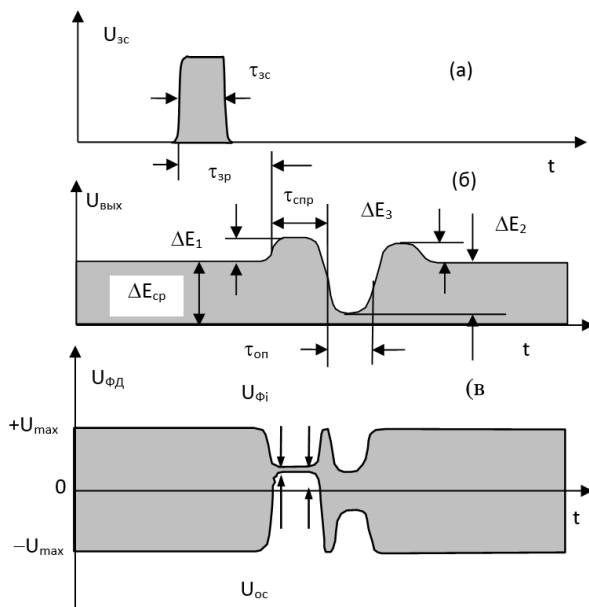


Рис. 2. Ответный сигнал СПП на выходе приемного устройства РЛС:
(б) — ответный сигнал СПП на выходе амплитудного детектора РЛС;
(в) — вид ответного сигнала СПП на выходе фазового детектора когерентной РЛС.
Fig. 2. The return SRT signal at the output of the radar receiving device:
(б) – back SRT signal at the output of the radar amplitude detector;
(в) – the form of SRT response signal at the output of the coherent radar phase detector

На выходе амплитудного детектора приемного устройства РЛС радиоимпульсы СПП $U_{\text{ВЫХ}}$ воспринимаются в виде потока с энергией $\Delta E_{\text{ср}}$. Запросные радиоимпульсы $U_{\text{ЗС}}$ аэрологического радиолокатора вызывают за счет сверхрегенеративного эффекта усиления изменение структуры радиоимпульсов $U_{\text{ВЫХ}}$, выражающееся в появлении энергетического

максимума в течение интервала $\tau_{\text{сп}}$ первичной реакции ΔE_1 , энергетического минимума в виде «паузы» — вторичной реакции ΔE_2 и третичной реакции ΔE_3 (рис. 2, (б)). Временная задержка τ_{3p} от момента формирования запросного сигнала U_{3c} до энергетического минимума в ответном сигнале, принимаемом аэрологическим радиолокатором, определяет значение реальной наклонной дальности до АРЗ [1].

Информация о фазе высокочастотного заполнения ответных радиоимпульсов на выходе фазового детектора приемника РЛС воспринимается в виде ответного сигнала U_{oc} и меняющегося с частотой Доплера уровня $U_{\phi i}$. В работе [3] показана возможность практического построения когерентной СР на основе импульсно-фазового метода формирования и обработки ответного сигнала СПП в канале измерения дальности. За счет обработки фазовой информации в ответном сигнале возможно существенное повышение чувствительности СПП.

2. Структурная схема передатчика

В работе [2] приведены результаты разработки передатчика РЛС на биполярных транзисторах с выходной мощностью порядка 500 Вт. В данной работе представлены результаты разработки макета передатчика РЛС с выходной мощностью порядка 500 Вт на базе мощных полевых транзисторов серии 2П9110, имеющих высокий коэффициент усиления мощности (15—16 дБ) на частотах до 1550 МГц. Структурная схема передатчика РЛС приведена на рис. 3.

Она состоит из модуля возбудителя, модуля предварительного усилителя мощности и модуля оконечного усилителя мощности. Модуль возбудителя состоит из узла управляющего микроконтроллера 1986ВЕ92У, который формирует все необходимые управляющие команды для работы передатчика.

Синтезатор, вырабатывающий радиоимпульс в диапазоне частот 1660—1700 МГц, реализован на основе микросхемы 1508ПЛ9Т. Генератор СВЧ-колебаний, управляемый напряжением (ГУН) в модуле возбудителя, реализован на отдельном транзисторе и входит в состав синтезатора. Сигнал опорной частоты 15—20 МГц на вход синтезатора частот возбудителя подается от высокостабильного источника.

СВЧ-усилитель работает в импульсном режиме и повышает уровень сигнала до 0,5 Вт. На управляющий вход СВЧ-усилителя от микроконтроллера поступает импульс запуска передатчика (ИЗП), формирую-

щий на выходе усилителя короткий радиоимпульс длительностью 1 мкс и скважностью 1000. Для дискретной регулировки мощности передатчика по команде микроконтроллера используется импульс управления мощностью (ИУМ).

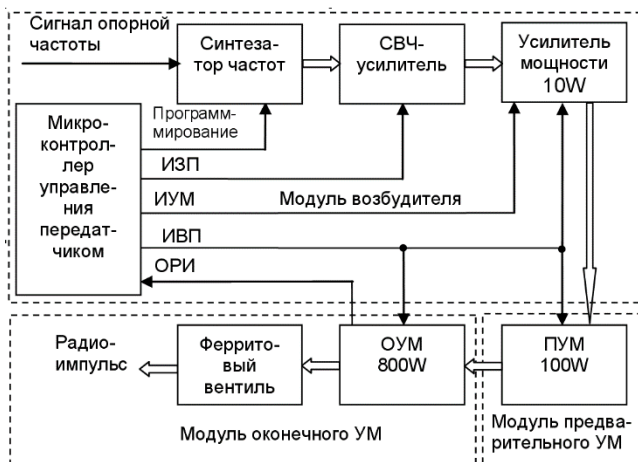


Рис. 3. Структура передатчика РЛС.

Fig. 3. Structure of the radar transmitter

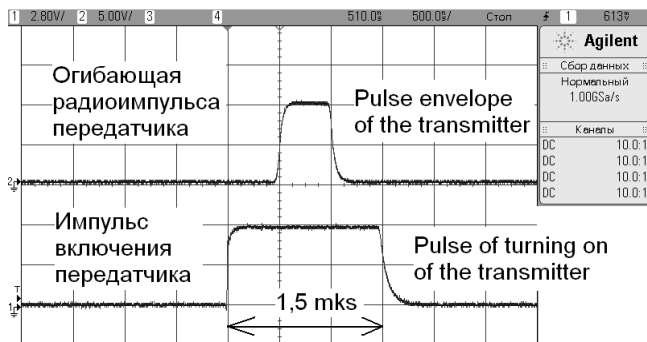


Рис. 4. Форма огибающей выходного радиоимпульса передатчика.

Fig. 4. Form of a transmitter's output radio pulse envelope

Модуль усилителя мощности 10 Вт реализован на полевом транзисторе 2П9110А. Модуль предварительного усилителя мощности (ПУМ) на транзисторе 2П9110Г усиливает входной радиоимпульс до 100 Вт. Модуль окончного усилителя мощности предназначен для усиления выходного сигнала до значений свыше 800 Вт. Модуль реализован по схеме

усиления сигнала в двух параллельных каналах на транзисторах 2П9110Д. В ОУМ реализован направленный ответвитель с детектором СВЧ для контроля огибающей радиоимпульсов передатчика и управления его мощностью.

Режим работы полевых транзисторов по постоянному току управляется импульсом включения передатчика (ИВП) длительностью 1,5 мкс. ИВП выводит каскады УМ на рабочий режим путем подачи напряжения на затвор транзисторов. ИЗП располагается симметрично относительно центра ИВП на временной оси (рис. 4). По окончании действия ИЗП через 0,25—0,5 мкс ИВП задним фронтом выключает транзисторы.

3. Результаты разработки

Особенностью проектирования передатчика для радиолокатора на транзисторах серии 2П9110 явилось отсутствие в ТУ данных входного и выходного импеданса для частот выше 1550 МГц. В пакете программ AWRED был проведен синтез геометрических размеров входных и выходных согласующих микрополосковых линий.

Параметры разработанных макетов усилителей мощности передатчика приведены в таблице 1. Измерения выходных характеристик проводилось на частоте 1680 МГц при напряжении питания стока транзисторов $E_c = 50$ В, длительности радиоимпульсов 1 мкс и скважности 1000.

Таблица 1. Параметры усилителей мощности передатчика

Table 1. Parameters of transmitter power amplifiers

Параметры	Усилитель 2П91010А	Усилитель 2П91010Г	Усилитель 4 × 2П91010Д
$P_{\text{вых}}$, Вт	23	150	805
$K_{\text{ур}}$, дБ	13,9	13,5	12,3
К. п. д., %	41	38	37

Величина импульсного тока транзисторов в процессе наладки регулировалась путем изменения амплитуды ИВП, которая определяет положение рабочей точки затвора транзистора. Это позволяет эффективно управлять выходной мощностью усилителя. При заданной длительности радиоимпульсов 0,5—1,0 мкс передний и задний фронты не превышают 0,1 мкс.

В процессе разработки создан макет импульсного передатчика для когерентной РЛС на отечественных полевых LDMOS-транзисторах серии 2П9110 с программной перестройкой несущей частоты в диапазоне 1680 ± 10 МГц и выходной импульсной мощностью не менее 800 Вт.

4. Заключение

1. Использование информации об амплитуде и фазе квазикогерентных ответных радиоимпульсов СПП позволяет повысить надежность обнаружения и автосопровождения ответного сигнала по дальности АРЗ.

2. Обработка ответного сигнала на выходе ФД позволяет определять за счет эффекта Доплера мгновенную скорость движения АРЗ.

Список литературы

1. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств. Екатеринбург : Урал. отд-ние РАН, 2004. 596 с.
2. Кудинов С. И., Гусев А. В., Иванов В. Э. Когерентно-импульсная РЛС с бортовым сверхрегенеративным приемопередатчиком // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013 (Севастополь, 8—13 сент. 2013 г.). 2013. С. 1016—1017.
3. Когерентно-импульсный передатчик аэрологической РЛС / Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Малыгин И. В. // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 551—552.

References

- [1] V. E. Ivanov, M. B. Fridzon, and S. P. Essyak, *Radiozondirovanie atmosfery. Tekhnicheskie i metrologicheskie aspekty razrabotki i ispol'zovaniya radiozondovykh izmeritel'nykh sredstv* [Radiosonde ascents. Technical and metrological aspects of the development and use of radiosonde measurement tools]. Ekaterinburg: Ural branch of RAS, 2004. (In Russ.).
- [2] S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and V. E. Ivanov, "Coherent pulse radar with airborne superregenerative transceiver," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*, 2013, pp. 1016–1017. (In Russ.).
- [3] V. E. Ivanov, S. I. Kudinov, A. V. Gusev, and I. V. Malygin, "Coherently-pulse transmitter of aerological radar," in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 551–552. (In Russ.).

Учет неквадратичности детектирования при обработке результатов измерения параметров волноводных устройств

Афонин И. Л., Бердышев С. Н., Овчаров П. П., Саламатин В. В.

*Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
igor_afonin@inbox.ru*

Статья поступила 4 ноября 2016 г.

Аннотация: *Предлагается методика определения показателя степени вольт-амперной характеристики детектора в интерференционном микроволновом измерителе параметров волноводных устройств. Разработан алгоритм обработки результатов измерения параметров волноводных устройств, учитывающий вычисленный показатель степени.*

Ключевые слова: *СВЧ-детектор, вольт-амперная характеристика, детектирование, микроволновый преобразователь, квадратичный режим.*

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Учет неквадратичности детектирования при обработке результатов измерения параметров волноводных устройств / Афонин И. Л., Бердышев С. Н., Овчаров П. П., Саламатин В. В. // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 158—167.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Учет неквадратичности детектирования при обработке результатов измерения параметров волноводных устройств / И. Л. Афонин, С. Н. Бердышев, П. П. Овчаров, В. В. Саламатин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 2. — С. 158—167.

Taking into account nonquadratic detection of measurement result processing of waveguide device parameters

I. L. Afonin, S. N. Berdyshev, P. P. Ovcharov, and V. V. Salamatin

Institute of Radio Electronics and Information Security,

Sevastopol State University

33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299057, Russian Federation

igor_afonin@inbox.ru

Received on November 4, 2016

Abstract: *The method of current-voltage characteristic determination of a detector in a microwave interference measuring device is proposed. The algorithm for result processing measurement of waveguide device parameters is provided. The algorithm takes into account a calculated exponential quantity.*

Keywords: *SHF demodulator, current-voltage characteristic, detection, microwave converter, quadratic mode.*

For citation (IEEE): I. L. Afonin, S. N. Berdyshev, P. P. Ovcharov, and V. V. Salamatin, "Taking into account nonquadratic detection of measurement result processing of waveguide device parameters," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. I, no. 2, pp. 158–167, 2016. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.12

1. Введение

Детекторные секции являются важнейшими неотъемлемыми узлами микроволновых преобразователей, предназначенных для измерителей параметров волноводных устройств, комплексного коэффициента отражения (ККО) и комплексного коэффициента передачи (ККП).

В последнее время предложены и исследованы методы измерения, способы повышения точности методов и средств измерений на основе разработанных алгоритмов калибровок и оптимизации первичных и вторичных преобразователей [1, 2]. В большинстве из них не уделяется должного внимания виду характеристики детектирования. Полагают, что при малых мощностях детектор имеет характеристику, приближающуюся к параболе. Соответствующий режим принято называть квадратичным детектированием, а детектор — квадратичным детектором. Однако зависимость между током детектора и приложенным нормированным высокоча-

стотным напряжением может отличаться от квадратичной параболы, при этом ток детектора перестает быть прямо пропорциональным мощности высокочастотного поля. В этом случае возникает составляющая погрешности измерения, обусловленная неквадратичностью детектирования.

Целью данной статьи является разработка методики экспериментального определения характеристик детектирования всех СВЧ-диодов, входящих в микроволновый преобразователь, и корректировка алгоритма обработки результатов измерения с учетом экспериментально полученных данных.

2. Алгоритм обработки

В качестве прототипа рассмотрим алгоритм обработки сигналов, снимаемых с детекторов микроволнового преобразователя (МП), изложенный в работе [1]. Эти сигналы при квадратичном детектировании определяются выражениями:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{q_1 |\dot{E}_\Gamma|^2}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)]; \\ P_2 &= \frac{q_2 |\dot{E}_\Gamma|^2}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)]; \\ P_3 &= \frac{q_3 |\dot{E}_\Gamma|^2}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)]; \\ P_4 &= \frac{q_4 |\dot{E}_\Gamma|^2}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)], \end{aligned} \quad (1)$$

где P_1, P_2, P_3, P_4 — сигналы, снимаемые с детекторных головок; q_1, q_2, q_3, q_4 — постоянные коэффициенты; $\dot{E}_\Gamma$ — комплексная нормированная амплитуда волны, возбуждаемой генератором; $\dot{\Gamma} = \Gamma \cdot e^{i\varphi}$ — ККО исследуемой нагрузки (Γ — модуль, φ — аргумент); φ_1 — набег фазы на участке волновода L от плоскости симметрии МП до плоскости подключения нагрузки; Δ^2 — квадрат модуля определителя фазы МП:

$$\Delta^2 = |1 - \dot{\Gamma} \dot{\Gamma}_\Gamma|^2 = 1 + \Gamma \Gamma_\Gamma - 2\Gamma \Gamma_\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1 + \varphi_\Gamma),$$

где Γ_Γ и φ_Γ — модуль и аргумент ККО выхода генератора соответственно.

В уравнениях (1) не учтено отклонение $\Delta\varphi$ фазового сдвига между волнами, отвечаемыми II и IV щелями [1], от 90° . Это отклонение не превышает $1,6^\circ$ в диапазоне частот волновода и для решения нашей задачи не имеет существенного значения.

При неравенстве показателей степени $n_i \neq 2$ ($i=1,2,3,4$) система уравнений (1) принимает вид:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{q_1 |\dot{E}_\Gamma|^{n_1}}{\Delta^{n_1}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_1}; \\ P_2 &= \frac{q_2 |\dot{E}_\Gamma|^{n_2}}{\Delta^{n_2}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_2}; \\ P_3 &= \frac{q_3 |\dot{E}_\Gamma|^{n_3}}{\Delta^{n_3}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_3}; \\ P_4 &= \frac{q_4 |\dot{E}_\Gamma|^{n_4}}{\Delta^{n_4}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_4}. \end{aligned} \quad (2)$$

При подключении к выходу МП согласованной нагрузки ($\Gamma=0$) сигналы, снимаемые с детекторных головок P_{i0} будут равны:

$$\begin{aligned} P_{10} &= q_1 |\dot{E}_r|^{n_1}; \quad P_{20} = q_2 |\dot{E}_r|^{n_2}; \\ P_{30} &= q_3 |\dot{E}_r|^{n_3}; \quad P_{40} = q_4 |\dot{E}_r|^{n_4}. \end{aligned} \quad (3)$$

Пронормируем сигналы (2) сигналами (3)

$$\begin{aligned} \frac{P_1}{P_{10}} &= \frac{1}{\Delta^{n_1}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_1}; \\ \frac{P_2}{P_{20}} &= \frac{1}{\Delta^{n_2}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_2}; \\ \frac{P_3}{P_{30}} &= \frac{1}{\Delta^{n_3}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_3}; \\ \frac{P_4}{P_{40}} &= \frac{1}{\Delta^{n_4}} \left[\sqrt{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)} \right]^{n_4}. \end{aligned} \quad (4)$$

Показатели степеней $n_1 \dots n_4$ считаем неизвестными. Для их определения воспользуемся результатами калибровки измерителя по двум короткозамыкающим нагрузкам: $\dot{\Gamma}_{k1} = \Gamma_{k1} e^{i(\varphi + \varphi_1)}$ и $\dot{\Gamma}_{k2} = \Gamma_{k2} e^{i(\varphi + \varphi_2)}$. Здесь модули ККО $\Gamma_{k1} = \Gamma_{k2} = 1$, аргументы $\varphi = 180^\circ$, сдвиги фаз $\varphi_1 = \frac{4\pi L_1}{\lambda_B}$ и $\varphi_2 = \frac{4\pi L_2}{\lambda_B}$ — рассчитываются.

Калибровочные уравнения, полученные при присоединении короткозамыкателей, имеют вид:

$$\begin{aligned} \left[\frac{P_1}{P_{10}} \right]_{1,2} &= \left[\frac{2 \cos \frac{\varphi_{1,2}}{2}}{\Delta_{1,2}} \right]^{n_1}; \\ \left[\frac{P_2}{P_{20}} \right]_{1,2} &= \left[\frac{2 \cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_{1,2}}{2} \right)}{\Delta_{1,2}} \right]^{n_2}; \\ \left[\frac{P_3}{P_{30}} \right]_{1,2} &= \left[\frac{2 \sin \frac{\varphi_{1,2}}{2}}{\Delta_{1,2}} \right]^{n_3}; \\ \left[\frac{P_4}{P_{40}} \right]_{1,2} &= \left[\frac{2 \sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_{1,2}}{2} \right)}{\Delta_{1,2}} \right]^{n_4}. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь индекс 1 относится к результатам первой калибровки, а индекс 2 — к результатам второй калибровки.

Таким образом, получены восемь нелинейных уравнений с шестью неизвестными: n_1 , n_2 , n_3 , n_4 , Δ_1 и Δ_2 . Известными константами являются результаты измерения, определяемые калиброванными нагрузками.

Для решения уравнений выполним их преобразование и логарифмирование:

Решая совместно первые два уравнения системы (5) для первой калибровки и исключая члены с множителем $\lg \Delta_1$, получим

$$n_2 \lg \left[\frac{P_1}{P_{10}} \right]_1 - n_1 \lg \left[\frac{P_2}{P_{20}} \right]_1 = n_1 n_2 \lg \frac{\cos \frac{\varphi_1}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)}. \quad (6)$$

Аналогично решаем два первых уравнения системы (5) для второй калибровки:

$$n_2 \lg \left[\frac{P_1}{P_{10}} \right]_2 - n_1 \lg \left[\frac{P_2}{P_{20}} \right]_2 = n_1 n_2 \lg \frac{\cos \frac{\varphi_2}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)}. \quad (7)$$

Уравнения (6) и (7) позволяют определить n_1 и n_2 . Для упрощения дальнейших выкладок введем промежуточные обозначения:

$$\lg \left[\frac{P_2}{P_{20}} \right]_1 = A_1; \quad \lg \left[\frac{P_2}{P_{20}} \right]_2 = A_2; \quad \lg \left[\frac{P_1}{P_{10}} \right]_1 = B_1;$$

$$\lg \left[\frac{P_1}{P_{10}} \right]_2 = B_2; \quad \frac{\cos \frac{\varphi_1}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} = C_1;$$

$$\frac{\cos \frac{\varphi_2}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} = C_2.$$

Перепишем уравнения (6) и (7) в новых обозначениях:

$$\begin{aligned} B_1 n_2 - A_1 n_1 - C_1 n_1 n_2 &= 0; \\ B_2 n_2 - A_2 n_1 - C_2 n_1 n_2 &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Преобразуем уравнения (8):

$$\begin{aligned} B_1 n_2 - n_1 (A_1 + C_1 n_2) &= 0; \\ B_2 n_2 - n_1 (A_2 + C_2 n_2) &= 0. \end{aligned}$$

Умножая первое уравнение на B_2 , а второе — на B_1 и вычитая из первого уравнения второе уравнение, получим

$$B_1 n_1 (A_2 + C_2 n_2) = B_2 n_1 (A_1 + C_1 n_2),$$

откуда

$$n_2 = \frac{B_2 A_1 - B_1 A_2}{B_1 C_2 - B_2 C_1}. \quad (9)$$

Аналогично преобразовываем и решаем уравнения (8) относительно n_1 :

$$n_1 = \frac{B_2 A_1 - B_1 A_2}{A_1 C_2 - A_2 C_1}. \quad (10)$$

Из совместного решения по предложенной методике третьего и четвертого уравнений системы (5) находим n_3 и n_4 . Вводя аналогичные промежуточные обозначения

$$\lg \left[\frac{P_4}{P_{40}} \right]_1 = A_3; \lg \left[\frac{P_2}{P_{40}} \right]_2 = A_4; \lg \left[\frac{P_3}{P_{30}} \right]_1 = B_3;$$

$$\lg \left[\frac{P_3}{P_{30}} \right]_2 = B_4; \frac{\sin \frac{\varphi_1}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} = C_3;$$

$$\frac{\sin \frac{\varphi_2}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} = C_4,$$

получаем:

$$n_3 = \frac{B_4 A_3 - B_3 A_4}{A_3 C_4 - A_4 C_3}; \quad (11)$$

$$n_4 = \frac{B_4 A_3 - B_3 A_4}{B_3 C_4 - B_4 C_3}. \quad (12)$$

Возвращаясь к первоначальным обозначениям, получим все четыре показателя степени:

$$n_1 = \frac{2 \left[\lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_2 \lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_1 - \lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_1 \lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_2 \right]}{\lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_1 \lg \left[\frac{\cos \frac{\varphi_2}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} \right] - \lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_2 \lg \left[\frac{\cos \frac{\varphi_1}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \right]};$$

$$\begin{aligned}
 n_2 &= \frac{2 \left[\lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_2 \lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_1 - \lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_1 \lg \left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)_2 \right]}{\lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_1 \lg \left[\frac{\cos \frac{\varphi_2}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} \right] - \lg \left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)_2 \lg \left[\frac{\cos \frac{\varphi_1}{2}}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \right]} ; \\
 n_3 &= \frac{2 \left[\lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_2 \lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_1 - \lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_1 \lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_2 \right]}{\lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_1 \lg \left[\frac{\sin \frac{\varphi_2}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} \right] - \lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_2 \lg \left[\frac{\sin \frac{\varphi_1}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \right]} ; \\
 n_4 &= \frac{2 \left[\lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_2 \lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_1 - \lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_1 \lg \left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)_2 \right]}{\lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_1 \lg \left[\frac{\sin \frac{\varphi_2}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_2}{2} \right)} \right] - \lg \left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)_2 \lg \left[\frac{\sin \frac{\varphi_1}{2}}{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \right]} .
 \end{aligned}$$

Систему измерительных уравнений (4) перепишем следующим образом:

$$\begin{aligned}
 n_1 \sqrt{\left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)^2} &= \frac{1}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)]; \\
 n_2 \sqrt{\left(\frac{P_2}{P_{20}} \right)^2} &= \frac{1}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)]; \\
 n_3 \sqrt{\left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)^2} &= \frac{1}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)]; \\
 n_4 \sqrt{\left(\frac{P_4}{P_{40}} \right)^2} &= \frac{1}{\Delta^2} [1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)].
 \end{aligned} \tag{13}$$

Правая часть уравнений в системе (13) соответствует [1], а следовательно, и алгоритм обработки сигналов остается таким же, как в [1]

$$U_c = n_1 \sqrt{\left(\frac{P_1}{P_{10}} \right)^2} + n_3 \sqrt{\left(\frac{P_3}{P_{30}} \right)^2} = \frac{2(1 + \Gamma^2)}{\Delta^2}. \tag{14}$$

Пронормируем уравнение системы (13) относительно (14)

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{1}{U_c} n_1 \sqrt{\left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^2} = \frac{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + \Gamma^2)}; \\ U_2 &= \frac{1}{U_c} n_2 \sqrt{\left(\frac{P_2}{P_{20}}\right)^2} = \frac{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + \Gamma^2)}; \\ U_3 &= \frac{1}{U_c} n_3 \sqrt{\left(\frac{P_3}{P_{30}}\right)^2} = \frac{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + \Gamma^2)}; \\ U_4 &= \frac{1}{U_c} n_4 \sqrt{\left(\frac{P_4}{P_{40}}\right)^2} = \frac{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + \Gamma^2)}. \end{aligned} \quad (15)$$

В результате нормировки из уравнений исключен множитель Δ^2 .
Сформируем разность сигналов

$$U_{P1} = U_3 - U_1;$$

$$U_{P2} = U_4 - U_2.$$

Из (15) получаем

$$U_{P1} = \frac{2\Gamma}{1 + \Gamma^2} \cos(\varphi + \varphi_1); \quad (16)$$

$$U_{P2} = \frac{2\Gamma}{1 + \Gamma^2} \sin(\varphi + \varphi_1). \quad (17)$$

Используя (16) и (17), имеем

$$\frac{2\Gamma}{1 + \Gamma^2} = \sqrt{U_{P1}^2 + U_{P2}^2} = N. \quad (18)$$

Откуда

$$\Gamma = \frac{1}{N} - \sqrt{\frac{1}{N^2} - 1}. \quad (19)$$

Аргумент φ определяется также из совместного решения уравнений (16) и (17)

$$\varphi = \arctg\left(\frac{U_{P2}}{U_{P1}}\right) - \varphi_1. \quad (20)$$

3. Заключение

Предложенная методика определения показателей степеней ВАХ диодов в четырехдетекторном микроволновом преобразователе, основанная на использовании двух калибровок по короткозамыкающим нагрузкам, позволяет учесть неквадратичность характеристик СВЧ-диодов и определить модуль и аргумент ККО исследуемого волноводного устройства с более высокой точностью.

Список литературы

1. Саламатин В. В., Афонин И. Л., Лашенко И. В. Синтез и анализ широкополосного малогабаритного СВЧ-преобразователя и измерителя коэффициента отражения на его основе // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2002. Т. 45, № 6. С. 35—42.
2. Berdyshev S. N. The loss in a dielectric medium with synthesis and analysis with a circular polarization coupler in a metal–dielectric strip waveguide // Radioelectronics and communications systems. 2006. Т. 49, № 6. С. 11—17.

References

- [1] V. V. Salamatin, I. L. Afonin, and I. V. Lashchenko, “Synthesis and analysis of broadband compact microwave transducer and based its measuring device of the reflection coefficient,” *Izv. vuzov. Radioelektronika*, vol. 45, no. 6, pp. 35–42, 2002. (In Russ.).
- [2] S. N. Berdyshev, “The loss in a dielectric medium with synthesis and analysis with a circular polarization coupler in a metal–dielectric strip waveguide,” *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 49, no. 6, pp. 11–17, 2006. (In Russ.).

Локальная навигационная система для автоматического причаливания судна

Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С.

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

shirokov@ieee.org

Статья поступила 31 октября 2016 г.

Аннотация: В работе показано, что для автоматического причаливания судна к причальной стенке необходимо решить задачу его точного позиционирования. Решить эту задачу с помощью глобальных навигационных систем не представляется возможным, поскольку последние не обладают необходимой точностью. Рассмотрены принципы и методы построения локальной навигационной системы, работа которой основана на измерении дальности между антеннами радиоэлектронного оборудования, устанавливаемого на борту судна и на причальной стенке. Для измерения дальности используется микроволновое распространение с последующим гомодинным преобразованием микроволновых сигналов и измерением разности фаз низкочастотных сигналов. Предложена структурная схема дальномера и описано его функционирование. Приведены основные соотношения, определяющие функционирование системы. Рассмотрена процедура определения дальности по измеренным разностям фаз сигналов, обозначены при этом некоторые ограничения метода. Обсуждены некоторые аспекты функционирования системы, связанные с выбором ее рабочих частот. Показано, что с использованием предложенной структурной схемы возможно создание эффективной локальной навигационной системы для обеспечения автоматического причаливания судна.

Ключевые слова: роботизированное судно, автоматическое причаливание, навигационная система, относительное позиционирование, фазовый дальномер, гомодинное детектирование.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Широков И. Б., Скорик И. В., Аблякимов И. С. Локальная навигационная система для автоматического причаливания судна // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 168—182.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Широков, И. Б. Локальная навигационная система для автоматического причаливания судна / И. Б. Широков, И. В. Скорик, И. С. Аблякимов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 2. — С. 168—182.

Local navigation system for automatic ship berthing

I. B. Shirokov, I. V. Skorik, and I. S. Ablyakimov

*Institute of Radio Electronics and Information Security,
Sevastopol State University*

*33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.org*

Received on October 31, 2016

Abstract: *This paper shows that it is necessary to solve the problem of accurate ship positioning to provide automatic ship berthing. It is impossible to solve this problem using global positioning systems since they do not provide the proper precision. The principles and methods of development of a local navigation system are discussed. The system operation is based on measurement of the distance between the antennas of radio equipment installed on a ship and at the quay. Microwave propagation analysis is used for distance measurements. It is followed by a homodyne procession of microwave signals and the phase difference measurements on low-frequency signals. The block diagram of the rangefinder and its operation principles are described. The main equations that determine functioning of the system are given. The procedure of the range finding by measuring the phase difference between signals is analyzed; some limitations of the method are shown. Some aspects of system operation concerning selection of its operating frequencies are discussed. It is shown that using the proposed block diagram gives possibility to create an effective local navigation system to provide automatic ship berthing.*

Keywords: *robotic ship, automatic mooring, navigation system, reference positioning, phase rangefinder, homodyne detection.*

For citation (IEEE): I. B. Shirokov, I. V. Skorik, and I. S. Ablyakimov, "Local navigation system for automatic ship berthing," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 168–182, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.13

1. Введение

Автоматизированные и роботизированные системы находят все более широкое применение в промышленности и других сферах. Это обусловлено стремлением оградить человека от опасных и тяжелых условий труда, а также повысить безопасность в отрасли, исключив из операционных процессов человеческий фактор. Необходимость автоматизации технологических процессов обусловлена и экономическим фактором.

Особенно остро в последнее время стоит вопрос безопасности и эффективности в судовождении. В настоящее время наблюдается тенденция к

уменьшению количества экипажа и внедрению автоматических средств управления на морских судах. Кроме сокращения расходов на содержание экипажа, использование автоматизированных судов несет в себе и другие преимущества: потенциально они будут легче обычных и предоставят больше пространства для грузов, так как их разработчики могут позволить себе отказаться от мостика и системы жизнеобеспечения и спасения экипажа судна.

Кроме того, роботизированные суда могут найти широкое применение в оборонной сфере. Автоматизация управления судном позволит минимизировать риски для людей при выполнении опасных заданий.

Наибольшую сложность представляет автоматизированное управление судном в порту [1]. Акватория порта ограничена и опасность столкновения с другими судами и сооружениями достаточно высока. Одна из важных задач управления судном в порту — обеспечение безопасного причаливания [2]. Для решения этой задачи требуется точное позиционирование судна вблизи причальной стенки, обеспечивающее соблюдение необходимых параметров движения судна.

Мировая практика показывает, что использование глобальных навигационных систем при решении таких задач не обеспечивает должного уровня безопасности [3], поэтому их дополняют локальными навигационными системами различного принципа действия.

2. Существующие локальные навигационные системы

На сегодняшний день существует ряд локальных навигационных систем, которые потенциально могут быть использованы для автоматического причаливания. В частности, широко применяются оптические системы. Доказательством этому служит широкое распространение лазерных дальномеров в портах, где они используются как вспомогательные средства. Система лазерного причаливания и швартовки судов предназначена для гарантированного повышения безопасности швартовых операций и исключения риска навала судна на причал. Лазерная система швартовки актуальна в первую очередь для портов, осуществляющих погрузку и перевалку опасных грузов — нефти, сланцев, угля и др. Автоматическая лазерная швартовка — вспомогательная система докования, обеспечивающая контроль и безопасность швартовки судна путем лазерного измерения расстояния, скорости и угла расположения судна в критическом диапазоне дистанций от 200 м до нуля линии швартовки. Благодаря системе лазерной швартовки можно предотвратить и избежать аварийной ситуации в случае подхода судна к причалу на слишком большой скорости или под слишком большим углом.

Однако система лазерной швартовки работоспособна только при падении борта судна на линию лазерного луча. Кроме того, система носит исключительно информативный характер и не влияет на процесс причаливания непосредственно. Собственно, управление судном в момент причаливания осуществляет экипаж, работающий в штатном режиме и руководствующийся показаниями системы причаливания, выводимыми на информационное табло (или несколько таких табло). При этом на протяжении всей процедуры причаливания борт судна должен пересекать несколько лазерных лучей, как минимум два. В большинстве случаев такая процедура причаливания предполагает ход судна поперек его продольной оси. Такое движение возможно только лишь при наличии на самом судне специальных подруливающих устройств, либо же предполагается использование внешних буксировочных устройств. В последнем случае сам процесс причаливания затруднен, поскольку корпус причаливаемого судна загораживает сами информационные табло, устанавливаемые на причальной стенке.

В любом случае вспомогательная система лазерного причаливания не предполагает автоматического управления движения судном, поскольку информативные параметры этой системы не могут быть введены в систему управления судном непосредственно. При формировании команд для подруливающих устройств должны учитываться не только мореходные качества судна в целом, но и степень его загрузки, распределение груза на судне, наличие внешних факторов (ветер, волнение, течения) и их влияние с учетом ориентации самого судна.

Вместе с тем существуют системы автоматического лазерного причаливания, позволяющие управлять судном непосредственно. Одна из оптических систем позиционирования, представленных на рынке, это *CyScan*¹. Она обладает хорошими характеристиками по точности и дальности, но такие явления, как дождь, снег, туман, значительно их ухудшают. Также элементы этой системы должны всегда содержаться в чистоте, так как загрязнения препятствуют распространению оптического излучения. В реальных условиях это может быть проблематично.

Обычно, для получения адекватных сведений о дальности от лазерного дальномера, требуется обеспечить наведение луча на определенную точку. Для обеспечения пространственной селекции активная часть комплекса *CyScan* оборудована механизмом наведения на ответчик. Известно, что любые механизмы требуют технического обслуживания и снижают надежность. Также очевидно, что присутствие каких-либо препятствий на пути распространения лазерного луча недопустимо.

¹ Offshore & Marine Solutions from Guidance Marine [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.guidance.eu.com/home> (дата обращения: 3.10.16).

Наряду с оптическими системами позиционирования для задач управления судном широко применяются радиотехнические системы. Один из распространенных методов измерения дальности, широко используемый в системах такого рода, — импульсный. Но его недостатки хорошо известны: это невысокая точность измерения дальности, обширная «мертвая зона» и значительная импульсная мощность передатчика.

Примером другой системы позиционирования судна может служить представленная на рынке система *RadaScan* [4], в основе работы которой лежит хорошо известный частотный метод измерения дальности. Указанная система и аналогичные ей обладают хорошими характеристиками и широко применяются в практике судовождения. Однако эти системы имеют серьезный недостаток, заложенный в самом принципе их работы, — неспособность измерять малые расстояния. В частности, упомянутая система *RadaScan* обеспечивает определение дальности на дистанциях от 10 м и более². Этого расстояния вполне достаточно для решения задач обеспечения, например, подхода танкера к буровой платформе. Однако для решения рассматриваемой задачи автоматического причаливания судна, когда требуется контролировать расстояния порядка единиц и долей метра, вплоть до нуля, использование такой системы и такого подхода не представляется возможным.

Вместе с тем, фазовые радиотехнические системы являются самыми точными из всех известных. Помимо высокой точности измерения расстояний фазовая радиотехническая система лишена также указанных выше недостатков, связанных с наличием мертвой зоны измерений. Использование фазового метода измерения дальности обеспечит, с одной стороны, высокую точность позиционирования судна в диапазоне от нуля до сотен метров от причальной стенки. Кроме того, работа всей системы будет менее подвержена влиянию атмосферных явлений. При этом возможен «твердотельный» вариант реализации системы, не предполагающий использования подвижных частей оборудования.

Использование активных ответчиков в системе обеспечит требуемую энергетику линии связи на требуемых дальностях в сотни метров и позволит существенно уменьшить мощность излучения радиоэлектронного оборудования.

3. Фазовая радиотехническая система измерения дальности

Для решения задачи локальной навигации судна относительно причальной стенки предлагается использовать фазовую радиотехническую си-

² RadaScan Microwave Radar Sensor for Dynamic Positioning Operations. IMCA M209, April 2011.

стему измерения дальности, аналог которой описан в [5]. В состав системы входят два считывателя, размещенные на судне, и два транспондера, установленные на причальной стенке. Расположение считывателей и транспондеров показано на рис. 1. Каждый считыватель измеряет расстояние до каждого транспондера, в результате чего получается четыре дистанции d_{ij} .

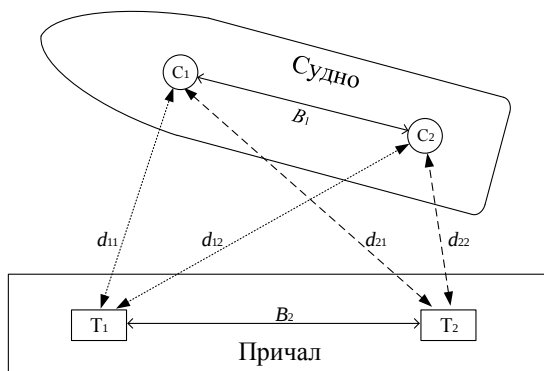


Рис. 1. Размещение элементов системы.

Fig. 1. System elements' placement

Зная расстояние между считывателями B_1 , а также между транспондерами B_2 и используя элементарные геометрические выражения, можно однозначно определить положение судна относительно причальной стенки с высокой точностью.

Рассмотрим упрощенные структурные схемы считывателя и транспондера [6], показанные на рис. 2.

Считыватель состоит из генератора высоких частот (ГВЧ), направленного ответвителя (НО), микроволнового смесителя (СМ), селективного усилителя ограничителя (СУО), фазового детектора (ФД), генератора низкой частоты считывателя (ГНЧС), передающей микроволновой антенны, приемной микроволновой антенны.

Транспондер состоит из приемо-передающей микроволновой антенны, управляемого фазовращателя проходного типа (УФВ), однопортового усилителя (ОУ), генератора низкой частоты транспондера (ГНЧТ).

Работает система следующим образом.

Генератор высоких частот формирует микроволновые колебания заданной частоты, которые посредством передающей микроволновой антенны считывателя излучаются в направлении расположения транспондеров. При этом часть энергии излучаемого сигнала с помощью направленного

ответвителя подается на микроволновый смеситель для обеспечения гомодинного преобразования, принятого приемной микроволновой антенной считывателя сигнала.

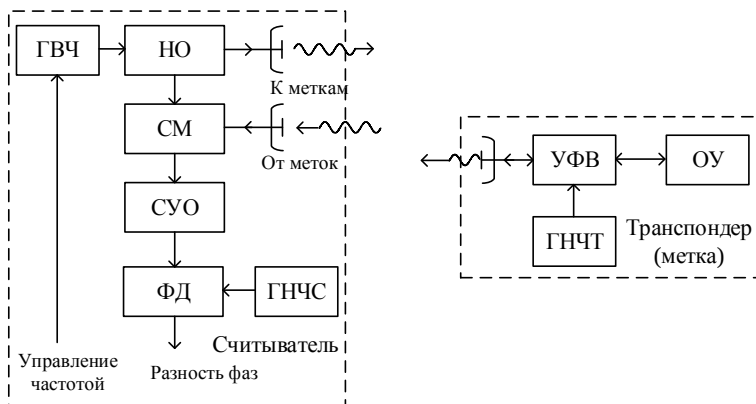


Рис. 2. Структурная схема считывателя и транспондера.

Fig. 2. Reader and transponder block diagrams

Сигнал, принятый приемо-передающей микроволновой антенной транспондера, проходит через управляемый фазовращатель и усиливается однопортовым усилителем. Усиленный сигнал проходит в обратном направлении и приобретает дополнительный фазовый сдвиг в управляемом фазовращателе. Генератор низких частот транспондера управляет фазовым сдвигом, который вносит управляемый фазовращатель. При этом излучаемый транспондером сигнал оказывается сдвинутым по частоте относительно принимаемого микроволнового сигнала на частоту генератора низкой частоты транспондера.

Принятый от транспондера сигнал поступает на микроволновый смеситель совместно с исходным микроволновым сигналом. В результате перемножения на выходе смесителя получают колебания разностной частоты, равной частоте генератора низкой частоты транспондера. Эти колебания усиливаются селективным усилителем-ограничителем.

Усиленный низкочастотный сигнал поступает на один вход фазового детектора, на другой вход которого поступает сигнал генератора низкой частоты считывателя. Надо понимать, что частоты обоих низкочастотных генераторов считывателя и транспондера должны быть одинаковыми.

Выходной сигнал фазового детектора пропорционален разности фаз низкочастотных сигналов. Этот сигнал содержит информацию о расстоянии между считывателем и транспондером.

4. Основные соотношения

Рассмотрим более подробно процесс преобразования сигналов, осуществляемый в различных блоках системы.

Считыватель излучает сигнал, который описывается выражением

$$u_1(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где U_0 — амплитуда, ω_0 — частота, φ_0 — начальная фаза микроволнового сигнала. При этом сигнал, принимаемый антенной транспондера, описывается как

$$u_2(t) = U_0 A \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + kd), \quad (2)$$

где A — обобщенный коэффициент, учитывающий ослабление микроволнового сигнала при распространении в свободном пространстве, kd — набег фазы, обусловленный распространением микроволнового сигнала с постоянной распространения k от антенны считывателя до антенны транспондера на расстояние d .

В транспондере с помощью управляемого фазовращателя микроволновый сигнал сдвигается по частоте и фазе под действием управляющего напряжения генератора низкой частоты транспондера и дополнительно усиливается однопортовым усилителем. Преобразованный сигнал можно выразить как

$$u_3(t) = U_0 A G \sin[(\omega_0 + \Omega_1)t + \varphi_0 + kd + \varphi_1], \quad (3)$$

где G — коэффициент усиления однопортового усилителя, Ω_1 и φ_1 — соответственно частота и начальная фаза колебаний, вырабатываемых генератором низкой частоты транспондера.

Вторично излученный приемо-передающей антенной транспондера и принятый антенной считывателя сигнал описывается выражением

$$u_4(t) = U_0 A^2 G \sin[(\omega_0 + \Omega_1)t + \varphi_0 + 2kd + \varphi_1], \quad (4)$$

где $2kd$ — характеризует набег фазы в результате двойного распространения микроволнового сигнала от антенны считывателя до антенны транспондера и обратно. Строго говоря, необходимо учитывать изменение k при обратном распространении микроволновых колебаний вследствие сдвига частоты микроволнового сигнала в транспондере. Однако относительное изменение частоты микроволновых колебаний $(\omega_0 + \Omega_1)$ пренебрежимо мало и изменением k можно пренебречь.

Принятый считывателем сигнал (4) перемножается в смесителе с исходным сигналом (1), в результате чего получается компонента разностной частоты, описываемая выражением

$$u_5(t) = U_0 K \sin(\Omega_1 t + 2kd + \varphi_1), \quad (5)$$

где K — обобщенный амплитудный коэффициент. В выражении (5) исходная частота ω_0 и начальная фаза φ_0 микроволнового сигнала отсутствуют, поскольку взаимно вычитаются.

Сигнал (5) выделяется и усиливается селективным усилителем-ограничителем, и далее осуществляется измерение разности фаз между полученным сигналом, частота которого равна частоте генератора низкой частоты транспондера и опорным сигналом низкой частоты считывателя.

На рис. 2 показана упрощенная схема считывателя, которая не отражает процесс обработки сигналов от нескольких транспондеров, сигналы которых одновременно присутствуют на входе микроволнового смесителя (в нашем случае их два). Реально эта задача может быть решена двумя способами.

Способ 1. В тракт считывателя после микроволнового смесителя включается второй избирательный усилитель-ограничитель, настроенный на частоту сдвига микроволнового сигнала вторым транспондером. Соответственно, в схему добавляется второй фазовый детектор и второй генератор низкой частоты считывателя. При этом процесс обработки сигналов транспондеров осуществляется параллельно.

Способ 2. Оба сигнала разностной частоты от обоих транспондеров, получаемые на выходе микроволнового смесителя, приводятся с помощью дополнительного низкочастотного перемножителя и одного дополнительного перестраиваемого гетеродина к одному сигналу промежуточной частоты, который затем избирательно усиливается одним усилителем и детектируется одним фазовым детектором. При этом процесс обработки сигналов транспондеров осуществляется последовательно во времени.

Таким образом, после смесителя сигнал каждого транспондера может быть выделен и обработан независимо.

Видно, что искомое расстояние до транспондера содержится в соотношении для фазового сдвига (набега фазы) $\psi = 2kd$ сигнала (5) и может быть выражено через полную фазу сигнала

$$d = \psi c / 2\omega_0. \quad (6)$$

Однако использовать данное выражение для определения непосредственно дальности d не представляется возможным, поскольку значение полной фазы сигнала (набега фазы) ψ содержит большое число фазовых циклов.

5. Определение дальности

Рассмотрим процесс определения расстояния между антенной считывателя и антенной транспондера.

Сигнал с полной фазой $\psi = 2kd$, описываемый (5) подают на один вход фазового детектора, на другой вход которого подают сигнал генератора низкой частоты считывателя, описываемый выражением

$$u_6(t) = U_1 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2), \quad (7)$$

где Ω_2 и φ_2 — соответственно частота и начальная фаза колебаний генератора низкой частоты считывателя. Помним, что частоты Ω_1 и Ω_2 равны между собой, по крайней мере в первом приближении.

Сигнал на выходе фазового детектора пропорционален фазовому сдвигу $\psi = 2kd + \varphi_1 - \varphi_2$, и для того, чтобы получить значение $2kd$ в чистом виде, необходимо знать значения начальных фаз низкочастотных генераторов φ_1 и φ_2 . Это представляет проблему, так как генераторы, формирующие соответствующие низкочастотные колебания, не синхронизированы в принципе, поскольку разнесены в пространстве. Частоты Ω_1 и Ω_2 также не могут быть равны между собой в точности по тем же самым соображениям. Но если, как ниже будет показано, разность начальных фаз φ_1 и φ_2 не влияет на точность, поскольку она взаимно вычитается в процессе измерений, разность частот $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$ необходимо учитывать, поскольку эта разность дает ошибку измерения фазы за время проведения измерения Δt , равную

$$\Delta\varphi = \Delta\Omega\Delta t. \quad (8)$$

Однако этой ошибкой можно пренебречь, если интервал измерений Δt будет мал и разность частот $\Delta\Omega$ будет также невелика. Оценим величину этой ошибки. Пусть $F_1 = \Omega_1 / 2\pi \approx F_2$ равно 1 кГц. Пусть относительная нестабильность частот обоих генераторов составляет 10^{-6} . Тогда при времени выполнения измерений $\Delta t = 10$ мс величина ошибки составит

$$\Delta\varphi = 1000 \cdot 2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-2} = 6,28 \cdot 10^{-5} \text{ рад или } 0,0036^\circ.$$

Понятно, что такой ошибкой измерений фазы можно пренебречь. ×

Далее, однозначное измерение максимальной дальности до объекта фазовым методом возможно только при условии, когда фазовый сдвиг $2kd$ не превышает величины 2π . Исходя из этого, максимальная дальность измерения, с учетом двойного распространения радиоволн до транспондера и обратно, ограничена и составляет

$$d_{\max} = \lambda/2,$$

где λ — это длина волны микроволнового сигнала, который используется для измерений. При частоте измерений, например, равной 1 ГГц максимальная однозначно измеряемая дальность не будет превышать 15 см.

Для решения указанных проблем целесообразно использовать двухчастотный метод измерения дальности [7]. Суть метода заключается в том, что измерения проводятся последовательно с использованием двух близких частот ω_1 и ω_2 . В результате получается два соответствующих фазовых сдвига, обусловленных набегом фазы, ψ_1 и ψ_2 , которые можно записать в следующем виде

$$\begin{aligned}\psi_1 &= 2k_1 d + \varphi_1 - \varphi_2, \\ \psi_2 &= 2k_2 d + \varphi_1 - \varphi_2.\end{aligned}\quad (9)$$

Понятно, что на выходе фазового детектора формируется напряжение, пропорциональное разности фаз сигналов, изменяющейся в пределах от 0 до 2π . Другими словами, набег фаз можно представить в виде

$$\psi_i = 2k_i d + \varphi_1 - \varphi_2 = n \cdot 2\pi + \Delta\varphi_{\text{meas}} + \varphi_1 - \varphi_2,$$

где $\Delta\varphi_{\text{meas}}$ — измеренная разность фаз на выходе фазового детектора, n — целое число, которое может достигать тысяч и более единиц.

В то же время разность фаз между величинами ψ_1 и ψ_2 вычисляется как

$$\Delta\psi = \psi_1 - \psi_2 = 2k_1 d - 2k_2 d = \Delta\varphi_{\text{meas}1} - \Delta\varphi_{\text{meas}2}, \quad (10)$$

где $\Delta\varphi_{\text{meas}i}$ — измеренные разности фаз сигналов, получаемые на выходе фазового детектора для различных значений частот несущих колебаний ω_1 и ω_2 . Из выражения видно, что неизвестные составляющие фазы φ_1 и

φ_2 взаимно сокращаются, равно как сокращаются значения набегов фазы $n \cdot 2\pi$, при условии, что для обеих частот ω_1 и ω_2 количество фазовых циклов n одинаково. Важно понимать, что это утверждение основывается на предположении, что частоты обоих низкочастотных генераторов достаточно стабильны и их начальные фазы фиксированы.

При этом расстояние d может быть определено согласно выражению [7]

$$d = \frac{\Delta\psi c}{2(\omega_1 - \omega_2)}. \quad (11)$$

Максимальная дальность, которая может быть измерена с использованием двухчастотного метода, определяется выражением

$$d_{\max} = \frac{c}{2(f_1 - f_2)} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)}. \quad (12)$$

Иначе говоря, результат измерений соответствует тому, который получился бы при использовании разностной частоты $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$.

6. Выбор рабочих частот

Выбор рабочих частот во многом определяет эффективность системы позиционирования в целом. Слишком низкая частота приведет к необходимости использования габаритных антенн для приема и передачи измерительных сигналов. С другой стороны, использование высоких частот позволит сделать элементы системы более компактными, но формирование и обработка таких сигналов сложнее, затраты на аппаратную реализацию больше. Понятно также, что точность определения расстояний в системе привязана к длине волны излучения.

Исходя из указанных соображений, оптимальной представляется рабочая частота порядка 1 ГГц, поскольку она позволит применять компактные микрополосковые антенны, а формирование сигналов таких частот не представляет трудности при использовании современной элементной базы. При длине волны излучения 30 см точность определения расстояний будет высокой.

Предполагается, что судно будет приведено в зону причаливания стандартными методами, например по сигналам GPS. При самых неблагоприятных условиях линейный размер зоны причаливания будет составлять приблизительно 500 м. Далее причаливание и швартовка будут осуществ-

ляться автоматически, с использованием разрабатываемой системы. Как было показано выше, максимальная однозначно определяемая дальность зависит от разности измерительных частот $\Delta f = f_1 - f_2$. Для однозначного измерения разности фаз и однозначного определения дальности порядка 500 м, исходя из выражения (12), разность частот должна составлять не более

$$\Delta f = \frac{c}{2d_{\max}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 500} = 300 \text{ кГц.} \quad (13)$$

Таким образом, можно выбрать пару рабочих частот порядка 1 ГГц и 1,0003 ГГц.

Однако, по мере сокращения дистанции между судном и причальной стенкой, относительная погрешность измерения дальности будет возрастать, поскольку абсолютная погрешность измерения фазы остается неизменной, а измеряемый фазовый сдвиг уменьшается. Для повышения точности измерений во всем диапазоне расстояний целесообразно применить многошкальный метод.

Суть метода заключается в том, что по мере уменьшения измеряемой дальности разность частот Δf должна увеличиваться таким образом, чтобы измеряемый фазовый сдвиг постоянно был близок к значению 2π , но не превышал его. Например, на дальности 100 м, исходя из (13), величина Δf должна составлять 1,5 МГц, а в непосредственной близости судна у причальной стенки, на расстоянии порядка 5 м, разность частот должна составлять $\Delta f = 30$ МГц. При выборе изменения Δf следует использовать итерационный алгоритм приближения, который в процессе причаливания будет обеспечивать режим слежения за измеряемой дальностью и поддерживать значение Δf на максимально возможном уровне, но обеспечивающем однозначное определение дальности.

Понятно, что указанные значения диапазона изменения рабочих частот системы накладывают определенные ограничения на частотные характеристики используемых в системе антенн. Так, если на предельной дальности в 500 м относительная перестройка рабочих частот составляет всего 0,03 %, то у причальной стенки относительная перестройка увеличивается до 3 % и более по мере приближения судна к причальной стенке и его окончательной швартовки. Но, несмотря на значительное относительное увеличение диапазона рабочих частот системы на малых дальностях, падением энергетики микроволновой линии связи за счет частотных характеристик антенн можно пренебречь, поскольку эти уменьшения энер-

гетики с лихвой компенсируются уменьшением затухания микроволновых сигналов при их распространении в свободном пространстве на малых расстояниях. Другими словами, можно эффективно использовать узкополосные (и даже резонансные) микроволновые антенны, которые можно устанавливать в считывателях и транспондерах системы. Использование резонансных микрополосковых антенн является лучшим решением этой проблемы.

7. Заключение

Предложенная структурная схема позволяет создать систему, определяющую положение судна относительно причальной стенки. Относительные координаты судна вычисляются исходя из измеренных разностей фаз низкочастотных сигналов и определенных далее расстояний между антеннами каждого считывателя и каждого транспондера. Система определения расстояний является фазовой радиотехнической системой и, соответственно, обладает высокими показателями точности. В системе используется гомодинное преобразование сигналов, характеризующееся повышенными метрологическими характеристиками и известной простотой реализации, что существенно повышает эффективность системы в целом.

Получаемые координатные данные могут быть использованы системой управления судном и его автоматического причаливания, поскольку они обладают достаточной точностью в требуемом диапазоне определяемых расстояний, эти данные формируются на борту судна и легко могут быть интегрированы в его систему управления.

Описанный подход к проектированию системы является базовым и предполагает различные варианты практической реализации, которые будут рассмотрены и использованы в дальнейшем.

Источники финансирования

Работа выполнена при государственной поддержке в рамках выполнения работ по теме № 3961 базовой части Государственного задания РФ.

Список литературы

1. Ahmed Y. A., Hasegawa K. Artificial neural network based automatic ship berthing combining PD controlled side thrusters — A combined controller for final approaching to berth // 13th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision, Singapore, 10—12th December 2014. С. 1304—1309.
2. A Study on Automatic Ship Berthing System Design / Bui V. P., Kim Y. B., Choi Y. W., Kawai H. // IEEE Proceedings of the 2009 International Conference on Networking, Sensing and Control, Japan, March 26—29, 2009. С. 181—184.

3. Russell D. DGNSS Position Quality Information for DP Applications // *Dynamic Positioning Conference*, October 9—10, 2007. С. 1—10.
4. Miles R. Performance modelling for local position reference sensors applied to RadaScan // *Dynamic Positioning Conference*, October 15—16, 2013. С. 1—15.
5. Shirokov I. B. Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals // *Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking*. Berlin: Springer-Verlag, 2012. С. 80—91.
6. Shirokov I. B. The Multitag Microwave RFID System // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Т. 57, вып. 5, ч. 2. С. 1362—1369.
7. Широков И. Б. Пат. 2584976 (РФ). Способ измерения дальности. Оpubл. в Бюл. № 14, 2016.

References

- [1] Y. A. Ahmed and K. Hasegawa, “Artificial neural network based automatic ship berthing combining PD controlled side thrusters – A combined controller for final approaching to berth,” in *13th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision*, 2014, pp. 1304–1309.
- [2] V. P. Bui, Y. B. Kim, Y. W. Choi, and H. Kawai, “A study on automatic ship berthing system design,” in *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, ICNSC 2009*, 2009, pp. 181–184.
- [3] D. Russell, “DGNSS Position Quality Information for DP Applications,” in *Dynamic Positioning Conference*, 2007, pp. 1–10.
- [4] R. Miles, “Performance modelling for local position reference sensors applied to RadaScan,” in *Dynamic Positioning Conference*, 2013, pp. 1–15.
- [5] I. B. Shirokov, “Precision Indoor Objects Positioning based on Phase Measurements of Microwave Signals,” in *Evaluating AAL Systems Through Competitive Benchmarking, Indoor Localization and Tracking*, 2012, pp. 80–91.
- [6] I. B. Shirokov, “The Multitag Microwave RFID System,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1362–1369, May 2009. doi: 10.1109/TMTT.2009.2017315
- [7] I. B. Shirokov, “The method of distance measurement,” RF Pat. 2584976, May 20, 2016.

Acknowledgement

This work was supported by the state as part of the work on the base number 3961.

Оценка допусков элементов схемы замещения имитатора кабельных линий связи

Чернега В. С., Канов Л. Н.

Севастопольский государственный университет,

Институт информационных технологий и управления в технических системах
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
v_chernega@rambler.ru

Статья поступила 2 октября 2016 г.

Аннотация: Рассматривается схема имитатора (симулятора) кабельных линий связи на основе схемы замещения линии RLC-звеньями на сосредоточенных элементах и устройствах управления на базе программируемого микроконтроллера, предназначенного для тестирования систем передачи сигналов по проводным линиям связи. Информация о типе эмулируемого кабеля, его длине и диаметре токопроводящих жил, наличии шума и его уровне вводится с клавиатуры в микроконтроллер, который на основании входных данных осуществляет коммутацию звеньев кабельной цепи и их элементов, формируя кабельную линию с требуемыми параметрами. Имитатор кабельных линий осуществляет эмуляцию параметров и характеристик симметричных медных линий связи различного типа, диаметра токопроводящих жил и протяженности линии связи, а также устанавливает требуемое отношение сигнал/шум на выходе ЛС. Выполнена оценка степени влияния вариации параметров сосредоточенных элементов схемы замещения на изменение АЧХ эмулируемой кабельной линии, получены аналитические и графические зависимости функции чувствительности модуля коэффициента затухания кабельной линии связи к параметрам сосредоточенных элементов схемы замещения.

Ключевые слова: кабельные линии связи, эмулятор кабельных линий, схема замещения, оценка допусков.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Чернега В. С., Канов Л. Н. Оценка допусков элементов схемы замещения имитатора кабельных линий связи // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 183—196.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Чернега, В. С. Оценка допусков элементов схемы замещения имитатора кабельных линий связи / В. С. Чернега, Л. Н. Канов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 2. С. 183—196.

Evaluation of equivalent circuit elements tolerance of a cable lines simulator

V. S. Chernega and L. N. Kanov

*Institute of Information Technologies and Control in Technical Systems,
Sevastopol State University
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
v_chernega@rambler.ru*

Received on October 2, 2016

Abstract: *The present paper concerns a simulator's scheme of cable links based on the equivalent circuit of RLC-chains on the lumped elements and controlling apparatus based on the programmed microcontroller to test the systems of signals transmission through the wired communication links. The information about the emulated cable's type, its length and diameter of cable's lead, presence of noise and its level, is inputted by means of a keyboard to a microcontroller, which, as per the inputted data, carries out commutation of cable net's links and their elements in order to form the cable lines with necessary parameters. The simulator of cable lines emulates the parameters and characteristics of the symmetric copper communications links of different types, cable's lead diameter and dimension of communications link. The simulator also sets the necessary relation of the signal/noise on the communications link output. It provides a value of variation of parameters influence degree of the equivalent circuit's lumped elements on the frequency response changing of the emulated cable line. Taking into account an equivalent circuit's lumped elements, the paper studies a degree of parameters variation influence upon changing the frequency response of the emulated cable line. As a result, we obtain the analytical and graphical functions of a cable line's attenuation factor module sensitivity to the equivalent circuit parameters of lumped elements.*

Keywords: *cable communication lines, cable lines emulator replacement scheme, the evaluation of tolerances.*

For citation (IEEE): V. S. Chernega, and L. N. Kanov, "Evaluation equivalent circuit elements tolerance of cable lines simulator," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 183–196, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.14

1. Введение

В процессе производства и эксплуатации систем передачи аналоговых и цифровых сигналов по кабельным линиям связи требуется осуществлять проверку функционирования этих систем на соответствие их требуемым техническим параметрам в условиях, максимально прибли-

женных к реальным. Использование реальных кабельных линий длиной в несколько километров нецелесообразно по техническим и экономическим причинам (большие габариты, сложность проведения измерений в полевых условиях, высокая стоимость и др.). Поэтому проведение испытаний систем передачи сигналов осуществляется обычно на электрических эквивалентах кабельных линий, выполненных в единичных экземплярах для конкретных нужд. Выпускаются промышленные устройства, позволяющие имитировать кабельные линии связи¹, однако они имеют ограниченную функциональность и отличаются высокой стоимостью, а для управления ими требуется персональный компьютер.

В связи с вышеизложенным актуальной является задача создания портативного имитатора кабельных линий, позволяющего моделировать параметры симметричных медных кабельных линий связи различных типов, а также задавать необходимые отношения сигнал/шум на выходе линии связи.

2. Параметры и характеристики кабельных линий

Параметры и характеристики кабельных линий связи зависят от типа используемого кабеля, диаметра токопроводящих жил и протяженности линии, температуры окружающей среды. Основными параметрами кабельных линий являются^{2,3}:

- электрическое сопротивление линии $R_{\text{л}}$, измеряемое в Ом/км;
- затухание цепи в дБ/км, нормируемое для определенных частот сигналов;
- индуктивность линии $L_{\text{л}}$, измеряемая в мГн/км;
- емкость пары проводников $C_{\text{л}}$, измеряемая в нФ/км;
- сопротивление изоляции жил (Мом);
- модуль волнового сопротивления (Ом).

Большинство из этих параметров зависят от частоты передаваемых сигналов. Затухание сигналов с ростом частоты увеличивается. Кроме этого, происходит сдвиг по фазе выходного сигнала по отношению к фазе входного. Поэтому основными характеристиками кабельных линий связи являются частотная характеристика затухания или ее представление в виде амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и фазочастотной характеристики (ФЧХ). Неравномерность АЧХ и нелинейность ФЧХ в рабочем диа-

¹ Long Line Simulator ME-1003 [Электронный ресурс].

Режим доступа: <http://www.en4tel.com/pdfs/ME1003.pdf> (12.05.2016)

² ОСТ 45.36-97. Линии кабельные, воздушные и смешанные городских телефонных сетей.

Нормы электрические эксплуатационные. ЦНТИ «ИНФОРМ СВЯЗЬ», 1998. 18 с.

³ ОСТ 45.82-96. Сеть телефонная городская. Линии абонентские кабельные с металлическими жилами. Нормы эксплуатационные. М.: ЦНТИ «ИНФОРМ СВЯЗЬ», 1998. 13 с.

пазоне частот приводит к искажению сигналов, а при передаче данных — к возникновению ошибок в принимаемом сообщении.

К искажениям сигналов и появлению ошибок также приводят шумы в линии, попадающие в нее за счет переходных помех от соседних пар кабеля, а также сторонних воздействий. При этом определяющим является не абсолютный уровень шумов в линии, а отношение сигнал/шум на выходе линии связи (входе приемника).

Таким образом, имитатор (симулятор) кабельных линий должен воспроизводить параметры и характеристики симметричных медных линий связи различного типа, диаметра токопроводящих жил и протяженности линии связи, а также устанавливать требуемое отношение сигнал/шум на выходе ЛС.

3. Структура имитатора кабельных линий связи

Структурная схема имитатора кабельных проводных линий связи изображена на рис. 1.

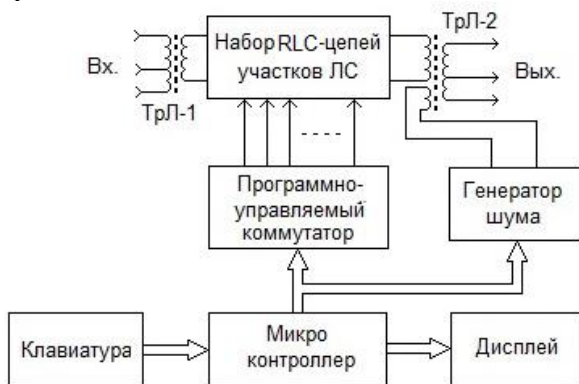


Рис. 1. Структурная схема имитатора кабельных линий связи.

Fig. 1. Block diagram of a cable lines simulator

Основу имитатора составляют RLC -звенья, состоящие из элементов со сосредоточенными параметрами, представляющие собой эквивалентную схему участка двухпроводной симметричной линии связи. Путем последовательного соединения с помощью коммутатора отдельных RLC -звеньев можно составить эквивалент двухпроводной кабельной линии связи длиной до 12 км с шагом 0,5 км (рис. 2). Соединение звеньев осуществляется посредством двухпозиционных переключателей S_i , переключающий контакт которых находится в положении 1, а при подаче управляющего сигнала переключается в положение 2.

Для гальванической развязки систем передачи сигналов с имитатором на входе и выходе устройства установлены высокочастотные линейные трансформаторы ТрЛ-1, ТрЛ-2, в которых для симуляции входных и выходных сопротивлений линий связи различного типа предусмотрены соответствующие выводы.

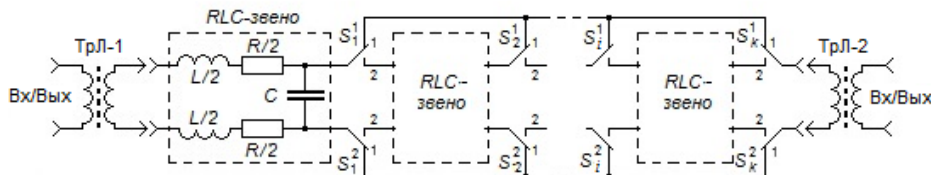


Рис. 2. Схема имитации кабельной линии связи.

Fig. 2. Cable link simulation circuit

Управление коммутатором и устройством в целом осуществляет микроконтроллер АТmega328. Информация о типе симулируемого кабеля, его длине и диаметре токопроводящих жил, наличии шума и его уровне вводится с клавиатуры в микроконтроллер, который на основании входных данных осуществляет коммутацию звеньев кабельной цепи и их элементов, формируя кабельную линию с требуемыми параметрами. Шум, добавляемый в линию связи, представляет собой флуктуационную помеху с нормальным законом распределения, программно генерируется контроллером, затем с помощью ЦАП преобразуется в аналоговую форму и суммируется с сигналами, передаваемыми по линии связи.

Дисплей используется для отображения вводимых параметров, выдачи диагностических сообщений, отображения АЧХ симулируемого участка кабельной линии. В экспериментальном образце эмулятора использовался TFT жидкокристаллический экранный модуль с контроллером типа IL19340 BLACK.

Для симуляции параметров кабельных линий с различным диаметром токопроводящих жил, а также кабелей различного типа возможно использование двух вариантов реализации схемы замещения линии связи. В первом варианте схемы замещения элементарные RLC -звенья могут содержать по несколько резисторов, индуктивностей, конденсаторов и несколько переключателей, путем коммутации которых возможно воспроизведение эквивалента участка заданного типа кабеля с соответствующим диаметром жил. Во втором варианте для каждого типа кабеля, обладающего уникальными RLC -параметрами, изготавливается своя схема замещения со встроенными переключающими элементами.

4. Оценка допусков параметров сосредоточенных элементов

При построении схемы замещения кабельной линии связи возникают вопросы:

1) какое количество элементарных звеньев, состоящих из элементов с сосредоточенными параметрами, должно воспроизводить характеристики реального кабеля длиной один км?;

2) как изменение параметров элементов, входящих в схему замещения, влияет на изменение частотной (частотных АЧХ и ФЧХ) характеристик(и) симулируемой линии связи?;

3) с каким допуском необходимо использовать сосредоточенные элементы для воспроизведения частотных характеристик с заданной погрешностью?

Для решения этих вопросов рассмотрим типовую схему замещения длинной линии, изображенную на рис. 3.

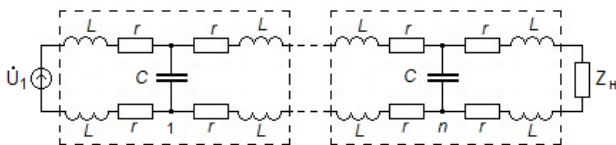


Рис. 3. Типовая схема замещения кабельной линии связи.

Fig. 3. Typical scheme of a cable link replacement

Каждый резистор на схеме имеет величину $r = R_{\text{л}}/4n$; индуктивность $L = L_{\text{л}}/4n$; емкость $C = C_{\text{л}}/n$, где $R_{\text{л}}$, $L_{\text{л}}$ — погонные сопротивление и индуктивность линии связи; $C_{\text{л}}$ — погонная емкость линии связи; n — количество звеньев схемы замещения.

Для удобства анализа объединим продольные сопротивления и индуктивности, находящиеся между емкостями, тогда схема примет вид, изображенный на рис. 4.

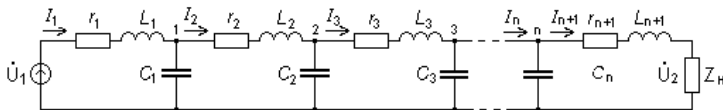


Рис. 4. Упрощенная схема замещения кабельной линии связи.

Fig. 4. A simplified equivalent circuit of a cable link

На этом рисунке обозначены:

$$r_1 = r_{n+1} = 2r; \quad r_2 = \dots = r_n = 4r;$$

$$L_1 = L_{n+1} = 2L ;$$

$$L_2 = \dots = L_n = 4L ; C_1 = \dots = C_n = C .$$

Для анализа режима полученной схемы применим уравнения потенциалов узлов [1]

$$\underline{Y} \cdot \underline{\phi} = \underline{I} , \quad (1)$$

где: $\underline{Y}$ — $n \times n$ матрица узловых проводимостей;

$\underline{\phi}$ — n вектор потенциалов узлов;

$\underline{I}$ — n вектор узловых токов.

Матрица $\underline{Y}$ — трехдиагональная, симметричная; первый и последний элементы главной диагонали равны соответственно

$$\underline{Y}_{11} = (r_1 + j\omega L_1)^{-1} + j\omega C_1 + (r_2 + j\omega L_2)^{-1} ;$$

$$\underline{Y}_{nm} = (r_n + j\omega L_n)^{-1} + j\omega C_n + (r_{n+1} + j\omega L_{n+1} + \underline{Z}_H)^{-1}$$

Остальные элементы главной диагонали равны между собой:

$$\underline{Y}_{22} = \dots = \underline{Y}_{n-1,n-1} = (r_2 + j\omega L_2)^{-1} + j\omega C_2 + (r_3 + j\omega L_3)^{-1}$$

Все элементы нижней и верхней поддиагоналей равны между собой и определяются выражением

$$-1/(r_2 + j\omega L_2) .$$

Первый компонент вектора узловых токов $\dot{I}_{y1} = \dot{U}_1 / (r_1 + j\omega L_1)$, остальные компоненты нулевые. Сопротивление нагрузки $\underline{Z}_H$ полагаем активным R_H и равным модулю волнового сопротивления, величина которого зависит от частоты передаваемых сигналов.

Решение уравнения (1) определяет потенциалы узлов, которые, в свою очередь, дают значения продольных $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dots, \dot{I}_{n+1}$ и поперечных токов в емкостях, а также выходное напряжение

$$\dot{U}_H = \phi_n \cdot (r_{n+1} + j\omega L_{n+1} + R_H)^{-1} \cdot R_H ,$$

определяющее коэффициент затухания. На рис. 5 изображены графики относительной погрешности модулей коэффициента затухания $(1 - |k_{расч}| / |k_{реал}|) \cdot 100\%$ от частоты для различного числа звеньев $n = 1; n = 2; \dots n = 10$.

Из графиков видно, что при частоте, меньшей 10 кГц, погрешность воспроизведения характеристики затухания реальной линии связи схемой

замещения составляет не более 2 %. С ростом числа звеньев частотный диапазон расширяется до 0,6 МГц, однако растет и погрешность. Наиболее подходящим является число звеньев, равное восьми, при котором максимальная погрешность не превышает 9 % на частоте 0,3 МГц.

Как следует из рисунка, оптимальной является частота 0,1 МГц, где при $n = 5$ погрешность составляет всего 3,5 %. Наиболее неблагоприятна частота 40 кГц с погрешностью 8 %.

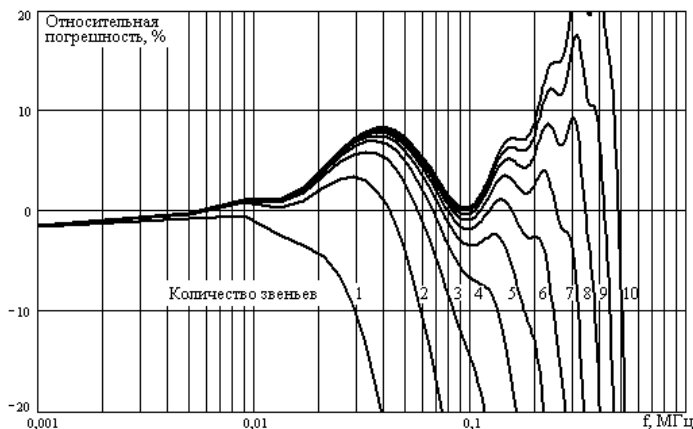


Рис. 5. Относительная погрешность модуля коэффициента затухания для различного количества звеньев схемы замещения.

Fig. 5. Relative error of attenuation factor module for a different number of units of the equivalent circuit

Для оценки степени влияния вариации параметров сосредоточенных элементов схемы замещения на изменение АЧХ исследуемой кабельной линии рассчитаем функции чувствительности модуля коэффициента затухания по параметрам. Этот расчет выполнен методом присоединенной схемы [2]. Функция чувствительности определяется как частная производная $S_p^{|k|} = \partial|k|/\partial p$; обычно применяется относительная функция чувствительности

$$S_p^{|k|} = \partial|k|/\partial p \cdot (p/|k|).$$

Если $|k|$ оценивается в децибелах, то

$$S_p^{|k|} = -8,686 \frac{1}{|\dot{U}_H|} \left(\partial|\dot{U}_H|/\partial p \right) \cdot \left(p / 20 \lg \frac{1}{|\dot{U}_H|} \right).$$

В этом выражении

$$\frac{\partial |\dot{U}_H|}{\partial p} = \left(\operatorname{Re} \dot{U}_H \cdot \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{U}_H}{\partial p} + \operatorname{Im} \dot{U}_H \cdot \frac{\partial \operatorname{Im} \dot{U}_H}{\partial p} \right) \cdot |\dot{U}_H|^{-2}, \quad (2)$$

а частные производные определяются по комплексной функции чувствительности

$$\frac{\partial \dot{U}_H}{\partial p} = \frac{\partial \operatorname{Re} \dot{U}_H}{\partial p} + j \frac{\partial \operatorname{Im} \dot{U}_H}{\partial p}. \quad (3)$$

Как отмечалось выше, комплексная функция чувствительности $\partial \dot{U}_H / \partial p$ находится с помощью присоединенной схемы, изображенной на рис. 6.

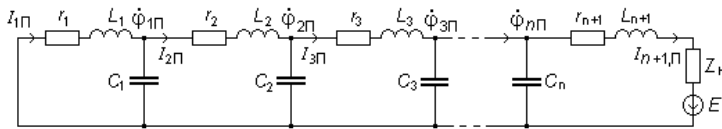


Рис. 6. Присоединенная схема.

Fig. 6. The attached scheme

Очевидно, матрицы узловых проводимостей исходной (рис. 4) и присоединенной схемы совпадают. Вектор узловых токов присоединенной схемы имеет все нулевые компоненты, кроме последнего, который имеет вид:

$$-R_H / (r_{n+1} + j\omega L_{n+1} + R_H).$$

Решение системы (1) для присоединенной схемы дает потенциалы узлов $\Phi_{1П}, \dots, \Phi_{nП}$ и токи $I_{1П}, \dots, I_{nП}, I_{n+1,П}$. Тогда получаем

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \dot{U}_H}{\partial r_i} &= -\dot{I}_i \cdot \dot{I}_{iП}, \quad i = 1, 2, \dots, n+1; \\ \frac{\partial \dot{U}_H}{\partial L_i} &= j\omega \frac{\partial \dot{U}_H}{\partial r_i}, \quad i = 1, 2, \dots, n+1; \\ \frac{\partial \dot{U}_H}{\partial C_i} &= j\omega \Phi_i \cdot \Phi_{iП}, \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \right\}. \quad (4)$$

С учетом (2), (3) по соотношениям (4), полагая $p = r_i$, $p = L_i$, $i = 1, 2, \dots, n+1$ и $p = C_i$, $i = 1, 2, \dots, n$, получаем $S_p^{[k]}$ по всем параметрам схемы. На рис. 7—9 показаны графики зависимостей функций чувстви-

тельности $S_p^{[k]}$ от частоты для схемы замещения, состоящей из восьми узлов, от номеров сосредоточенных элементов r , L и C .

Из рис. 7—9 видно, что поведение функции чувствительности имеет сложный характер. Функция чувствительности зависит как от частоты, так и от номера сосредоточенного элемента в схеме замещения.

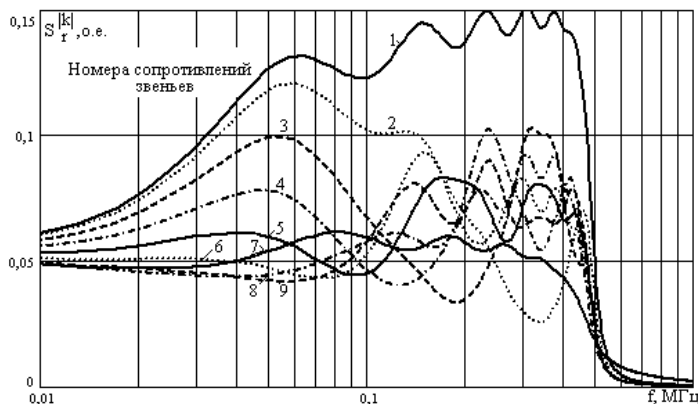


Рис. 7. Функции чувствительности модуля коэффициента затухания к сопротивлению.

Fig. 7. Functions of attenuation coefficient module sensitivity vs. resistance

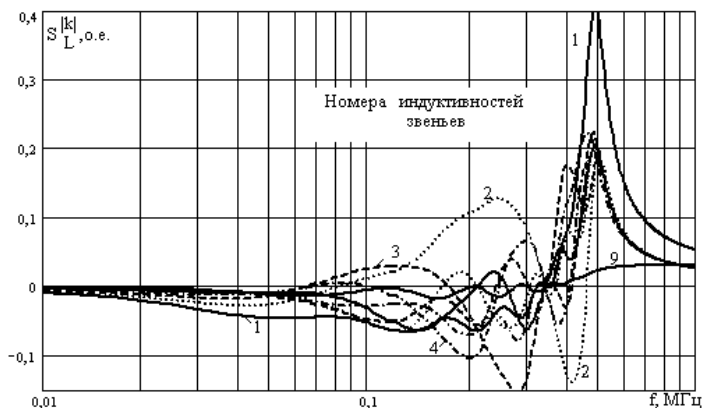


Рис. 8. Функции чувствительности модуля коэффициента затухания к индуктивности.

Fig. 8. Functions of attenuation coefficient module sensitivity vs. inductance

С ростом частоты значения функций чувствительности возрастают. Зависимости, изображенные на рис. 7—9, свидетельствуют о том, что наибольшее влияние на модуль коэффициента затухания оказывают элементы схемы замещения, находящиеся вблизи источника сигнала.

Во всем исследуемом частотном диапазоне значения функций чувствительности не превышают величины 0,6. Относительную погрешность модуля коэффициента затухания из-за отклонений параметров Δp оценим при условии малости отклонений по относительным функциям чувствительности [2]

$$\Delta|k| \cong \sum_{i=1}^m s_{p_i}^{[k]} \cdot \Delta p_i,$$

где n — общее количество исследуемых параметров r, L и C . Наибольшая погрешность возникает при суммарном влиянии отклонении параметров всех элементов

$$\Delta|k|_{\max} \cong \sum_{i=1}^n |s_{p_i}^{[k]} \cdot \Delta p_i|. \quad (5)$$

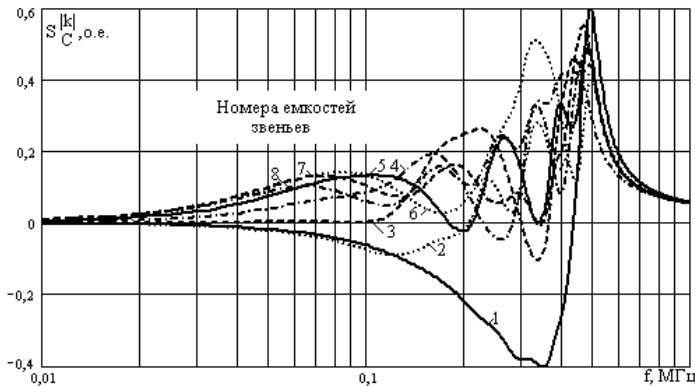


Рис. 9. Функции чувствительности модуля коэффициента затухания к емкости.

Fig. 9. The functions of attenuation coefficient module sensitivity vs. capacity

Полагая все отклонения Δp_i одинаковыми, получаем оценку допусков параметров для заданной относительной погрешности $\Delta|k|_{\max}$

$$\Delta p = \frac{\Delta|k|_{\max}}{\sum_{i=1}^n s_{p_i}^{[k]}}. \quad (6)$$

Эта оценка жесткая и справедлива для самого неблагоприятного случая.

На рис. 10 изображены графики зависимостей необходимых допусков на параметры сосредоточенных элементов от частоты при заданной

максимальной относительной погрешности $\Delta|k|_{max}$, % для схемы замещения кабельной линии связи, состоящей из восьми звеньев.

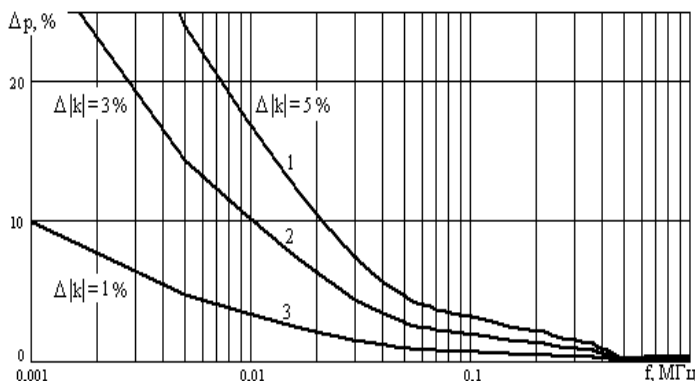


Рис. 10. Допуски на параметры при различных максимальных относительных погрешностях воспроизведения модуля коэффициента затухания.

Fig. 10. Tolerances for the parameters at different maximum relative error of damping coefficient module reproducing

Из рис. 10 следует, что с ростом частоты требования к допускам параметров усиливаются. Так, при частоте 0,1 МГц для обеспечения 5 % погрешности воспроизведения коэффициента затухания допуск на параметры должен быть не более 3,5 % (линия 1). С необходимостью снижения погрешности до 3 % или до 1 % допуск на параметры элементов также ужесточается (линии 2 и 3).

Для сравнения на рис. 11 изображены графики зависимостей необходимого допуска на отдельные группы элементов без учета влияния отклонений других видов элементов.

Сравнение рис. 10 и 11 показывает, что сопротивления играют определяющую роль в формировании погрешности в области низких частот. Допуски на значения индуктивностей и емкостей в низкочастотном диапазоне гораздо более свободные. При частоте свыше 0,1 МГц влияние всех типов элементов выравнивается, причем наиболее строгие допуски приходятся на емкости. Допуски на сопротивления, а особенно — на индуктивности в высокочастотном диапазоне менее жесткие.

7. Заключение

Разработан имитатор медных кабельных линий связи, предназначенный для проведения испытаний аппаратуры передачи сигналов и

xDSL-модемов. Управление имитатором осуществляется микроконтроллером путем задания типов линий связи с клавиатуры. Для имитации длинной линии используется цепочка коммутируемых RLC-звеньев с сосредоточенными параметрами.

Показано, что для адекватного воспроизведения АЧХ кабельной линии достаточно включить последовательно 8 звеньев с сосредоточенными параметрами.

Получены аналитические и графические зависимости, позволяющие оценить влияние отклонения параметров сосредоточенных элементов на точность воспроизведения характеристик кабельных линий связи.

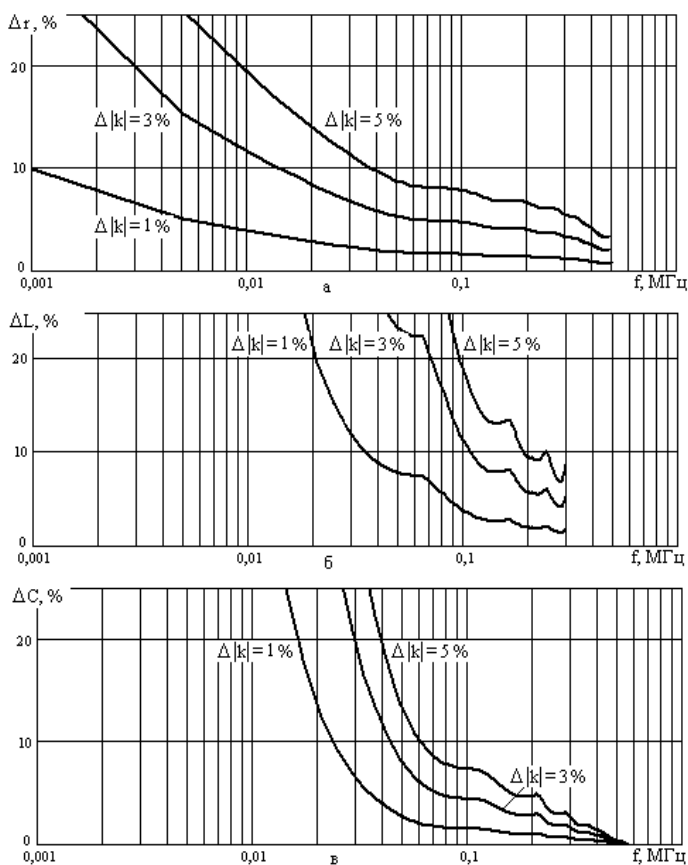


Рис. 11. Допуски на отдельные группы элементов:
а) сопротивления; б) индуктивности; в) емкости.

Fig. 11. The tolerances for certain group elements: а) resistance; б) inductance; в) capacitance

Источники финансирования

Работа выполнена за счет средств базового финансирования по теме: «Решение задач импортозамещения перспективных информационно-вычислительных систем анализа состояний сложных объектов на основе методов их оптимизации, в том числе на мобильных платформах».

Список литературы

1. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М. : Юрайт, 2012. 701 с.
2. Калабеков Б. А., Лapidус В. Ю., Малафеев В. М. Методы автоматизированного расчета электронных схем в технике связи. М. : Радио и связь, 1990. 272 с.

References

- [1] L. A. Bessonov, *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie tsepi* [Theoretical foundations of electrical engineering. Electrical circuits]. Moscow: Yurait, 2012. (In Russ.).
- [2] B. A. Kalabekov, V. Y. Lapidus, and V. M. Malafeev, *Metody avtomatizirovannogo rascheta elektronnykh skhem v tekhnike svyazi* [Methods of automated calculation of electronic circuits in communication technology]. Moscow: Radio i svyaz', 1990. (In Russ.).

Acknowledgement

Work done at the expense of core funding on a theme: “Meeting the challenges of import advanced data-processing states of systems analysis of complex objects based on their optimization methods, including mobile platforms”.

Синхронизация временных интервалов в канале связи с многопутевым распространением сигналов

Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н.

*Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
1myn1@mail.ru*

Статья поступила 22 декабря 2016 г.

Аннотация: Показано, что необходимость синхронизации по частоте и времени приемника и передатчика системы передачи информации с ортогональными сигналами возникает вследствие представления сигналов тригонометрическими рядами Фурье. Предлагается передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени. Рассмотрен алгоритм, позволяющий определить время запаздывания полезного сигнала относительно опорного колебания. Разработана структурная схема устройства синхронизации, реализующего указанный алгоритм. Предложен способ определения времени поступления на вход приемника полезного и отраженного сигналов, позволяющий снизить влияние многопутевого распространения сигнала на устройство синхронизации.

Ключевые слова: квазиортогональные функции, вес ортогональности, импульсная характеристика, синхронизация.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н. Синхронизация временных интервалов в канале связи с многопутевым распространением сигналов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 197—206.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Дегтярев, А. Н. Синхронизация временных интервалов в канале связи с многопутевым распространением сигналов / А. Н. Дегтярев, В. Н. Мирянова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 2. — С. 197—206.

Synchronization of the time intervals in the communication channel with multipath spreading of signals

A. N. Degtyarev and V. N. Miryanova

*Institute of Radio Electronics and Information Security,
Sevastopol State University*

*33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
1mvr1@mail.ru*

Received on December 22, 2016

Abstract: *It is shown that the need for synchronization in frequency and time of the transmitter and receiver data transmission system with orthogonal signals is caused by signal representation by trigonometric Fourier series. It is suggested to transmit data by means of the signals, which are obtained as a result of displacement of the impulse response of the channel-forming equipment at multiple intervals. The algorithm, which allows determining the time delay of the required signal relative to the reference oscillation, is considered. The block diagram of the synchronization device, that implements the algorithm, has been worked out. The method of determining the arrival time of useful and reflected signals to the receiver input, which used to reduce the influence of multipath propagation of the signal on the synchronization device, has been worked out.*

Keywords: *quasi-orthogonal functions, orthogonal weight, impulse characteristic, synchronization.*

For citation (IEEE): A. N. Degtyarev and V. N. Miryanova, “Synchronization of the time intervals in the communication channel with a multipath spread of signals,” *Info-communications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 197–206, 2016. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.15

1. Введение

Одной из задач, которую необходимо решать при приеме информации, передаваемой с помощью ортогональных сигналов, является установление синхронизации между модулятором передатчика и демодулятором приемника.

В настоящее время для решения этой задачи в системах передачи информации используются два уровня синхронизации: синхронизация по частоте и синхронизация по времени.

Синхронизацию несущего и опорного колебаний по частоте совмещают с синхронизацией по фазе, добиваясь когерентности этих колебаний.

Синхронизация по времени позволяет определять временные метки начала кадров сообщения, а также синхронизировать тактовые колебания передатчика и приемника.

Использование всех указанных уровней синхронизации приводит к усложнению систем передачи информации на аппаратном уровне и к необходимости создания достаточно громоздких протоколов обмена информацией на сигнальном уровне. Следовательно, повышается стоимость оборудования и снижается скорость передачи информации.

Причиной, лежащей в основе такого подхода к синхронизации, является представление сигналов с помощью тригонометрических рядов Фурье. Так, несущее и опорное колебания представляются тригонометрическими функциями со своими частотами и начальными фазами. Кроме того, все виды модуляции, позволяющие передавать информацию и выделять временные метки кадров сообщения и тактовые колебания, связаны с изменением параметров подобных колебаний.

В работе [1] предлагается передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени. Из подобных сигналов можно составить базис, ортогональный с вычисляемым весом.

В работе [1] разработаны структурные схемы модулятора и демодулятора двумерных сигналов, сформированных с помощью полученного ортогонального базиса.

Целью настоящего доклада является обоснование устройства синхронизации, предназначенного для работы в составе системы связи, описанной в работе [1]. Кроме того, с целью снижения влияния на устройство синхронизации multiplexного распространения сигнала, необходимо обосновать метод, позволяющий определить времена поступления на вход приемника полезного и отраженного сигналов.

2. Устройство синхронизации системы передачи информации

Будем считать, что каналоформирующее оборудование системы передачи информации с частотным разделением абонентов является линейным каузальным устройством. Импульсная характеристика такого устройства описывается как

$$g(t) = 1(t) \sum_n A_n e^{\sigma_n t} \sin(\omega_n t + \psi_n),$$

где $1(t)$ — функция Хевисайда.

Сигнал, подлежащий передаче, имеет вид

$$s(t) = \sum_m g(t - m\alpha) x_m,$$

где x_m — информационный коэффициент.

На вход приемника полезный сигнал $s(t)$ поступает с некоторой неизвестной задержкой t_3 , причем

$$\begin{aligned} s(t-t_3) &= \sum_m x_m g(t-m\alpha-t_3) = \sum_m x_m 1(t-m\alpha-t_3) \sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha-t_3)} \times \\ &\times \sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n-t_3\omega_n] = \sum_m x_m 1(t-m\alpha-t_3) \sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \times \\ &\times \{\sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n] \cos \omega_n t_3 - \cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n] \sin \omega_n t_3\} = \\ &= \sum_m x_m 1(t-m\alpha-t_3) \sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \cos \omega_n t_3 \sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n] - \\ &- \sum_m x_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \sin \omega_n t_3 \cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n]. \end{aligned} \quad (1)$$

Введем обозначения

$$f_{ns}(m,t) = 1(t-m\alpha-t_3) e^{\sigma_n(t-m\alpha)} \sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n],$$

$$f_{nc}(m,t) = 1(t-m\alpha-t_3) e^{\sigma_n(t-m\alpha)} \cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n],$$

и перепишем (1) в виде

$$\begin{aligned} s(t-t_3) &= \sum_m x_m \sum_n A_n f_{ns}(m,t) e^{-\sigma_n t_3} \cos \omega_n t_3 - \\ &- \sum_m x_m \sum_n A_n f_{nc}(m,t) e^{-\sigma_n t_3} \sin \omega_n t_3. \end{aligned}$$

Согласно методике, изложенной в работе [1], определим вес ортогональности $h(t)$ системы функций, составленной из всех функций $f_{ns}(m,t)$, $f_{nc}(m,t)$ такой, что выполняются условия

$$\left\{ \begin{aligned} \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{ns}(m,t) f_{ks}(l,t) h(t) dt &= \begin{cases} 1, & n=k \text{ и } m=l, \\ 0, & n \neq k \text{ и } m=l, \\ 0, & n=k \text{ и } m \neq l, \\ 0, & n \neq k \text{ и } m \neq l, \end{cases} \\ \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{nc}(m,t) f_{kc}(l,t) h(t) dt &= \begin{cases} 1, & n=k \text{ и } m=l, \\ 0, & n \neq k \text{ и } m=l, \\ 0, & n=k \text{ и } m \neq l, \\ 0, & n \neq k \text{ и } m \neq l, \end{cases} \\ \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{nc}(m,t) f_{ks}(l,t) h(t) dt &= 0, \quad \forall n, m, l \end{aligned} \right. \quad (2)$$

С учетом условий (2) получаем

$$\int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} s(t-t_3) f_{ns}(m,t) h(t) dt = x_m A_n e^{-\sigma_n t_3} \cos \omega_n t_3 = \lambda_c,$$

$$\int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} s(t-t_3) f_{nc}(m,t) h(t) dt = x_m A_n e^{-\sigma_n t_3} \sin \omega_n t_3 = \lambda_s. \quad (3)$$

Найдем отношение λ_s к λ_c :

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_c} = \operatorname{tg} \omega_n t_3. \quad (4)$$

При малых значениях $\omega_n t_3$ можно записать

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_c} = \omega_n t_3. \quad (5)$$

Условия (2) и алгоритм, описываемый выражениями (3), (4), (5), позволяют определить время рассогласования приемника и передатчика t_3 .

Структурная схема устройства синхронизации, реализующего описанный алгоритм, показана на рис. 1.

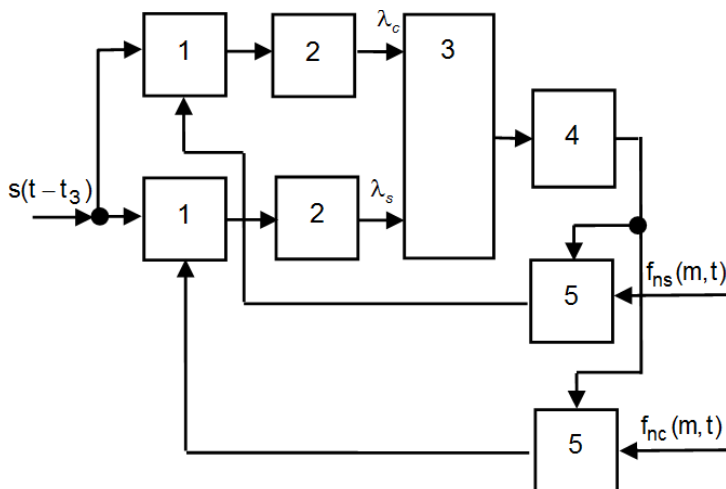


Рис. 1. Структурная схема устройства синхронизации
 (1 — перемножитель, 2 — интегратор со сбросом, 3 — решающее устройство, 4 — решающее устройство, 5 — управляемая линия задержки).

Fig. 1. The structural diagram of the synchronization device
 (1 — multiplier, 2 — integrator with reset, 3 — solver, 4 — solver, 5 — controlled delay line)

3. Определение временных меток в канале связи с многопутевым распространением сигналов

Пусть импульсная характеристика канала связи имеет вид

$$g(t) = \sum_n A_n e^{\sigma_n t} \sin(\omega_n t + \psi_n),$$

где $p_n = \sigma_n + j\omega_n$ — корни характеристического уравнения канала связи.

Передаваемый полезный сигнал запишем в виде ряда

$$s(t) = \sum_m g(t - m\alpha) x_m,$$

где x_m — коэффициенты, связанные с передаваемой информацией (если рассматривается импульсно-кодовая модуляция), α — период следования информационных символов $g_m(t) = g(t - m\alpha)$.

Полезный сигнал, принимаемый приемником, поступает на вход коррелятора с запаздыванием на время t_{32} относительно начала опорных базисных функций коррелятора:

$$\begin{aligned} s(t - t_{32}) &= \sum_m x_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t - t_{32} - m\alpha)} \sin[\omega_n(t - t_{32} - m\alpha) + \psi_n] = \\ &= \sum_m x_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t - m\alpha)} \sin[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n] e^{-\sigma_n t_{32}} \cos \omega_n t_{32} - \\ &- \sum_m x_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t - m\alpha)} \cos[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n] e^{-\sigma_n t_{32}} \sin \omega_n t_{32}. \end{aligned}$$

Введем обозначения

$$\begin{aligned} f_{sn}(m, t) &= e^{\sigma_n(t - m\alpha)} \sin[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n], \\ f_{cn}(m, t) &= e^{\sigma_n(t - m\alpha)} \cos[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n] \end{aligned}$$

и запишем

$$\begin{aligned} s(t - t_{32}) &= \sum_m x_m \sum_n A_n f_{sn}(m, t) e^{-\sigma_n t_{32}} \cos \omega_n t_{32} - \\ &- \sum_m x_m \sum_n A_n f_{cn}(m, t) e^{-\sigma_n t_{32}} \sin \omega_n t_{32}. \end{aligned}$$

Отраженный сигнал имеет вид

$$\begin{aligned} \eta(t - t_{31}) &= \sum_m \xi_m g(t - m\alpha - t_{31}) = \\ &= \sum_m \xi_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t - m\alpha)} \sin[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n] e^{-\sigma_n t_{31}} \cos \omega_n t_{31} - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \sum_m \xi_m \sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)} \cos[\omega_n(t-m\alpha) + \psi_n] e^{-\sigma_n t_{31}} \sin \omega_n t_{31} = \\ & = \sum_m \xi_m \sum_n A_n f_{sn}(m, t) e^{-\sigma_n t_{31}} \cos \omega_n t_{31} - \\ & - \sum_m \xi_m \sum_n A_n f_{cn}(m, t) e^{-\sigma_n t_{31}} \sin \omega_n t_{31} \end{aligned}$$

где ξ_m — символ, передаваемый ранее.

Вычислим вес ортогональности $h(t)$ системы функций, составленной из всех $f_{sn}(m, t)$ и $f_{cn}(m, t)$ в соответствии с методом, изложенным в работе [1].

Приемник определяет значения функционалов

$$\begin{aligned} \delta_{n\cos} &= \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{sn}(m, t) h(t) dt = \\ &= x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \cos \omega_n t_{32} + \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \cos \omega_n t_{31}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \delta_{n\sin} &= \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{cn}(m, t) h(t) dt = \\ &= -x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \sin \omega_n t_{32} - \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \sin \omega_n t_{31}. \end{aligned} \quad (7)$$

Неизвестными величинами в (6), (7) являются x_m , ξ_m , t_{31} , t_{32} . Для их вычисления сформируем еще два уравнения:

$$\begin{aligned} \delta_{(n+1)\cos} &= \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{s(n+1)}(m, t) h(t) dt = \\ &= x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \cos \omega_{n+1} t_{32} + \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \cos \omega_{n+1} t_{31}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \delta_{(n+1)\sin} &= \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{c(n+1)}(m, t) h(t) dt = \\ &= x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \sin \omega_{n+1} t_{32} + \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \sin \omega_{n+1} t_{31}. \end{aligned} \quad (9)$$

Перепишем (6), используя формулу Эйлера,

$$x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \frac{1}{2} (e^{j\omega_n t_{32}} + e^{-j\omega_n t_{32}}) + \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \frac{1}{2} (e^{j\omega_n t_{31}} + e^{-j\omega_n t_{31}}) = \delta_{n\cos}$$

ИЛИ

$$x_m (e^{(-\sigma_n + j\omega_n)t_{32}} + e^{(-\sigma_n - j\omega_n)t_{32}}) + \xi_m (e^{(-\sigma_n + j\omega_n)t_{31}} + e^{(-\sigma_n - j\omega_n)t_{31}}) = \frac{2\delta_{n\cos}}{A_n}. \quad (10)$$

Примем обозначения

$$p_2 = -\sigma_n + j\omega_n, \quad p_2 = -\sigma_n - j\omega_n, \quad \delta_{nc1} = \frac{2\delta_{n\cos}}{A_n} \quad (11)$$

и запишем (10) в виде

$$x_m \left(e^{p_1 t_{32}} + e^{p_2 t_{32}} \right) + \xi_m \left(e^{p_1 t_{31}} + e^{p_2 t_{31}} \right) = \delta_{nc1}. \quad (12)$$

Аналогично с учетом обозначений (11) уравнение (7) примет вид

$$x_m \left(e^{p_1 t_{32}} - e^{p_2 t_{32}} \right) + \xi_m \left(e^{p_1 t_{31}} - e^{p_2 t_{31}} \right) = \delta_{ns1}, \quad (13)$$

где $\delta_{ns1} = -2j \frac{2\delta_{n\sin}}{A_n}$.

Перепишем уравнение (8) с учетом формулы Эйлера:

$$x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \frac{1}{2} \left(e^{j\omega_{n+1} t_{32}} + e^{-j\omega_{n+1} t_{32}} \right) + \\ + \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \frac{1}{2} \left(e^{j\omega_{n+1} t_{31}} + e^{-j\omega_{n+1} t_{31}} \right) = \delta_{(n+1)\cos}$$

или

$$x_m \left(e^{(-\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1}) t_{32}} + e^{(-\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1}) t_{32}} \right) + \\ + \xi_m \left(e^{(-\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1}) t_{31}} + e^{(-\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1}) t_{31}} \right) = \frac{2\delta_{(n+1)\cos}}{A_{n+1}}. \quad (14)$$

Примем обозначения

$$p_3 = -\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1}, \quad p_4 = -\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1}, \quad \delta_{nc2} = \frac{2\delta_{(n+1)\cos}}{A_{n+1}} \quad (15)$$

и запишем (14) в виде

$$x_m \left(e^{p_3 t_{32}} + e^{p_4 t_{32}} \right) + \xi_m \left(e^{p_3 t_{31}} + e^{p_4 t_{31}} \right) = \delta_{nc2}. \quad (16)$$

С учетом обозначений (15) уравнение (9) примет вид

$$x_m \left(e^{p_3 t_{32}} - e^{p_4 t_{32}} \right) + \xi_m \left(e^{p_3 t_{31}} - e^{p_4 t_{31}} \right) = \delta_{ns2}, \quad (17)$$

где $\delta_{ns2} = -2j \frac{2\delta_{(n+1)\sin}}{A_{n+1}}$.

Уравнения (12), (13), (16), (17) составляют полную систему для определения неизвестных величин x_m , ξ_m , t_{31} , t_{32} .

Найдем суммы и разности пар уравнений (12), (13) и (16), (17) и получим систему вида

$$\begin{cases} x_m e^{p_1 t_{32}} + \xi_m e^{p_1 t_{31}} = R_1, \\ x_m e^{p_2 t_{32}} + \xi_m e^{p_2 t_{31}} = R_2, \\ x_m e^{p_3 t_{32}} + \xi_m e^{p_3 t_{31}} = R_3, \\ x_m e^{p_4 t_{32}} + \xi_m e^{p_4 t_{31}} = R_4, \end{cases} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{\delta_{nc1} + \delta_{ns1}}{2} = \frac{\delta_{ncos} - j\delta_{nsin}}{A_n}; \\ R_2 &= \frac{\delta_{nc1} - \delta_{ns1}}{2} = \frac{\delta_{ncos} + j\delta_{nsin}}{A_n}; R_3 = \frac{\delta_{nc2} + \delta_{ns2}}{2} = \frac{\delta_{(n+1)cos} - j\delta_{(n+1)sin}}{A_{n+1}}; \\ R_4 &= \frac{\delta_{nc2} - \delta_{ns2}}{2} = \frac{\delta_{(n+1)cos} + j\delta_{(n+1)sin}}{A_{n+1}}. \end{aligned}$$

Из двух верхних уравнений системы (18) получим

$$\xi_m = \frac{R_2 e^{p_1 t_{32}} - R_1 e^{p_2 t_{32}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}}, \quad (19)$$

$$x_m = \frac{R_1 e^{p_2 t_{31}} - R_2 e^{p_1 t_{31}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}}. \quad (20)$$

Из двух нижних уравнений системы (18) получим

$$\xi_m = \frac{R_4 e^{p_3 t_{32}} - R_3 e^{p_4 t_{32}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}, \quad (21)$$

$$x_m = \frac{R_3 e^{p_4 t_{31}} - R_4 e^{p_3 t_{31}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}. \quad (22)$$

Приравняем правые части уравнений (19), (21) и (20), (22) и получим уравнения для определения t_{31} , t_{32} :

$$\begin{cases} \frac{R_2 e^{p_1 t_{32}} - R_1 e^{p_2 t_{32}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}} = \frac{R_4 e^{p_3 t_{32}} - R_3 e^{p_4 t_{32}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}, \\ \frac{R_1 e^{p_2 t_{31}} - R_2 e^{p_1 t_{31}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}} = \frac{R_3 e^{p_4 t_{31}} - R_4 e^{p_3 t_{31}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}. \end{cases}$$

4. Заключение

Необходимость синхронизировать по частоте и времени передатчик и приемник системы связи с ортогональными сигналами обуславливается описанием сигналов тригонометрическими рядами Фурье.

Целесообразно передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени.

В предлагаемых системах передачи информации достаточно предусмотреть устройство синхронизации по времени.

Предлагаемое устройство синхронизации является достаточно простым и строится по схеме двухканального коррелятора, содержащего управляемые линии задержки и два арифметических функциональных узла.

Предлагаемый способ синхронизации позволяет упростить протокол обмена информацией между передающей и приемной частью системы, исключив необходимость в тактовой синхронизации, поскольку базисные функции могут быть смещены относительно друг друга на интервал, равный периоду следования информационных символов.

Путем решения системы нелинейных уравнений можно определить время поступления на вход приемника полезного и отраженного сигналов, что позволяет снизить влияние многопутевого распространения сигналов на работу устройства синхронизации.

Список литературы

1. Дегтярев А. Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М. : Инфра-М, 2015. 152 с.

References

- [1] A. N. Degtyaryov, *Ortogonalizatsiya funktsii i povyshenie pomekhoustoichivosti vysokoskorostnykh sistem peredachi informatsii* [Orthogonalization functions and increase the noise immunity of high speed transmission systems]. Moscow: Infra-M, 2015. (In Russ.).

Проблемы разработки онтологии для тематического интеллектуального научного интернет-ресурса¹

^{1,2} Загорулько Ю. А., ¹ Загорулько Г. Б., ¹ Боровикова О. И.

¹ Институт систем информатики имени А. П. Ершова, СО РАН
просп. Лаврентьева, 6, г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация

² Новосибирский государственный университет
ул. Пирогова, 2, г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
zagor@iis.nsk.su

Статья поступила 25 октября 2016 г.

Аннотация: Рассматриваются проблемы и особенности разработки онтологии для тематического интеллектуального научного интернет-ресурса. В такого рода ресурсах онтология используется не только для формализации и систематизации разнородных знаний, данных и средств их обработки, но и для организации удобного доступа к ним и их использования. Построение онтологии, обеспечивающей указанные выше функции, является довольно сложным и трудоемким процессом. Для его облегчения предложена методология, включающая набор методик и паттернов разработки онтологий, а также метод построения онтологии на основе представительного множества базовых онтологий.

Ключевые слова: интеллектуальный научный интернет-ресурс, онтология, технология Semantic Web, паттерн разработки онтологии.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Загорулько Ю. А., Загорулько Г. Б., Боровикова О. И. Проблемы разработки онтологии для тематических интеллектуальных научных интернет-ресурсов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 2. С. 207—217.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Загорулько, Ю. А. Проблемы разработки онтологии для тематических интеллектуальных научных интернет-ресурсов / Ю. А. Загорулько, Г. Б. Загорулько, О. И. Боровикова // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 2. — С. 207—217.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, РФ, 4—10 сентября 2016 г.).

Problems of development of ontology for subject-based intelligent scientific Internet resource

Yu. A. Zagorulko^{1,2}, G. B. Zagorulko¹, and O. I. Borovikova¹

¹A. P. Ershov Institute of Informatics Systems, RAS
6, Lavrientiev Ave., Novosibirsk, 630090, Russian Federation

²Novosibirsk State University
2, Pirogova Str., Novosibirsk, 630090, Russian Federation
zagor@iis.nsk.su

Received on October 25, 2016

Abstract: *The present paper concerns the problems and main features of the development of ontology for subject-based intelligent scientific Internet resources. In these resources the ontology is used not only for formalization and systematization of the heterogeneous knowledge, data and information processing facilities, but also for organization of a convenient access to them. Development of ontology providing the above-mentioned functions is a very difficult and laborious process. To facilitate it the methodology including a set of techniques and ontology design patterns, as well as ontology building method using a representative set of base ontologies, is suggested.*

Keywords: *intelligent scientific internet resources, ontology, Semantic Web technology, ontology design pattern.*

For citation (IEEE): Yu. A. Zagorulko, G. B. Zagorulko, and O. I. Borovikova “Problems of development of ontology for subject-based intelligent scientific Internet resource,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 207–217, 2016. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.16

1. Введение

В своей повседневной деятельности ученый должен иметь удобный содержательный доступ ко всем имеющимся на данный момент знаниям и данным, относящимся к области его исследований, а также к разработанным в ней средствам обработки и анализа информации. При этом желательно, чтобы вся эта информация представлялась в виде сети знаний и данных как наиболее естественной и удобной форме подачи информации для человека.

В такой сети первый слой (слой знаний) составляют понятия моделируемой области знаний, выстроенные в иерархию «общее — частное», а второй (слой данных) — связанные между собой различными отношения-

ми информационные объекты, т. е. экземпляры понятий, представляющие реальные или виртуальные объекты моделируемой области знаний. Например, научные организации, персоны, разработанные в рамках данной области знаний модели, методы анализа данных, включая их реализации в виде web-сервисов, и т. п. Если по такой сети организовать навигацию, то пользователь получит удобный доступ к знаниям и данным.

Для решения этой проблемы была предложена концепция и архитектура тематического интеллектуального научного интернет-ресурса (ИНИР) [1], обеспечивающего содержательный доступ к систематизированным научным знаниям и информационным ресурсам заданной области знаний, а также к средствам их интеллектуальной обработки и анализа.

Основу такого ИНИР составляет онтология [2], которая служит не только для формализации и систематизации различных видов знаний, данных и средств обработки и анализа информации, интегрируемых в ИНИР, но и для организации удобного содержательного доступа к ним.

Построение такой онтологии является довольно сложным и трудоемким процессом. Чтобы облегчить его, предложена методология, включающая набор методик и паттернов разработки онтологий, а также метод построения онтологии ИНИР на основе представительного множества базовых онтологий. В статье подробно описываются основные характеристики данной методологии.

2. Структура и методы построения онтологии ИНИР

Как было сказано выше, онтология составляет ядро системы знаний ИНИР и наряду с описанием различных аспектов моделируемой области знаний содержит соотнесенное с ним описание структуры и типологии интегрируемых информационных ресурсов и методов обработки и анализа данных. В связи с этим онтология ИНИР состоит из системы взаимосвязанных онтологий, отвечающих за представление указанных выше трех компонентов знаний, а именно: онтологии области знаний ИНИР, онтологии задач и методов, онтологии научных интернет-ресурсов.

Онтология области знаний задает систему понятий и отношений, предназначенных для детального описания области знаний ИНИР и выполняемой в ее рамках научной и исследовательской деятельности.

Онтология задач и методов описывает задачи, для решения которых предназначен ИНИР, и методы их решения.

Онтология научных интернет-ресурсов служит для описания представленных в сети Интернет информационных ресурсов, релевантных области знаний ИНИР.

Построение таких сложных онтологий «с нуля» — непростая задача, поэтому был предложен метод построения онтологий ИНИР на основе небольшого, но представительного набора базовых онтологий, включающих только самые общие сущности, не зависящие от конкретных областей знаний ИНИР. В этот набор входят: (1) онтология научного знания, (2) онтология научной деятельности, (3) базовая онтология задач и методов, (4) базовая онтология научных информационных ресурсов.

Онтология научного знания (см. рис. 1) содержит классы, задающие структуры для описания понятий конкретных областей знаний, такие как *Раздел науки*, *Метод исследования*, *Объект исследования*, *Предмет исследования*, *Научный результат* и др. Эта онтология также включает отношения, связывающие между собой объекты указанных выше классов. Используя эти классы, можно выделить и описать значимые для моделируемой области знаний разделы и подразделы, задать типизацию методов и объектов исследования, описать результаты научной деятельности.

Онтология научной деятельности (см. рис. 1) базируется на онтологии, предложенной в [3] для описания научно-исследовательских проектов и расширенной для применения к более широкому классу задач. Эта онтология включает классы понятий, относящиеся к организации научной и исследовательской деятельности, такие как *Персона*, *Организация*, *Событие*, *Научная деятельность*, *Проект*, *Публикация* и др. Онтология научной деятельности включает также отношения, позволяющие связывать понятия данной онтологии не только между собой, но и с понятиями онтологии научного знания.

Базовая онтология научных информационных ресурсов включает класс *Информационный ресурс* в качестве основного класса. Набор атрибутов и связей этого класса основан на стандарте Dublin core [4]. Его атрибутами являются: название ресурса, язык ресурса, тематика ресурса, тип ресурса, дата создания ресурса и др. Для представления информации об источниках ресурса и его создателях, а также связанных с ним событиях, организациях, персонах, публикациях и других сущностях вводятся специальные отношения, связывающие класс *Информационный ресурс* с классами других онтологий ИНИР.

Базовая онтология задач и методов включает такие классы, как *Задача*, *Метод решения* и *Web-сервис*. С помощью понятий и отношений данной онтологии могут быть описаны задачи, для решения которых предназначен ИНИР, методы их решения и реализующие их web-сервисы.

На основе первых двух онтологий строится онтология области знаний ИНИР, на основе третьей — онтология задач и методов, на основе четвертой — онтология научных интернет-ресурсов (см. табл. 1).

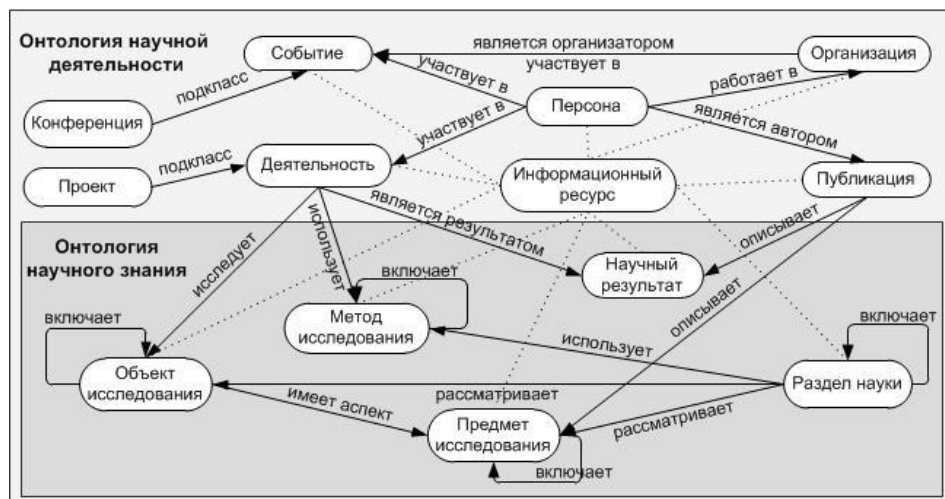


Рис. 1. Онтология научной деятельности и онтология научного знания.

Fig. 1. The ontology of research activity and the ontology of scientific knowledge

Таблица 1. Онтологии ИНИР и базовые онтологии.

Table 1. The ISIR ontologies and base ontologies

Онтологии ИНИР	Используемые базовые онтологии
Онтология области знаний	Онтология научной деятельности Онтология научного знания
Онтология задач и методов	Базовая онтология задач и методов
Онтология научных интернет-ресурсов	Базовая онтология научных интернет-ресурсов

Использование такой методологии значительно упрощает создание онтологии ИНИР и ее дальнейшее сопровождение.

Заметим, что система знаний ИНИР включает также тезаурус, который содержит описание терминов области знаний ИНИР, т. е. слова и словосочетания, с помощью которых понятия онтологии представляются в текстах и пользовательских запросах. Тезаурус также строится на основе специальной базовой онтологии — онтологии представления тезауруса.

3. Представление сложных сущностей

При реализации основных компонентов ИНИР, в том числе онтологии, были использованы средства технологии Semantic Web [5], хорошо

зарекомендовавшие себя при разработке не только интеллектуальных интернет-приложений, но и прикладных интеллектуальных систем.

Технология Semantic Web была выбрана прежде всего потому, что она предоставляет достаточно удобные и выразительные средства представления знаний и данных, в частности языки RDF, RDF(S) и OWL [2], которые стали уже стандартными средствами описания онтологий, что обеспечивает возможность понимания и переиспользования онтологий другими разработчиками.

Кроме того, применение языка OWL [2, 6] позволяет использовать существующие в свободном доступе машины вывода, с помощью которых можно не только выводить новые знания, но и контролировать корректность и целостность всей системы знаний ИНИР.

Несмотря на указанные выше неоспоримые преимущества средств технологии Semantic Web, при их использовании возникали проблемы, связанные с тем, что предложенная концепция представления знаний и данных в ИНИР и их визуализации пользователю не всегда удобно укладывалась в возможности этих средств.

Основная трудность спецификации онтологии средствами языка OWL состоит в том, что OWL обеспечивает представление только простых сущностей, в то время как в онтологии необходимо представлять сложные понятия и отношения. Для этих целей был разработан набор оригинальных методик и паттернов разработки онтологий, использование которых не только упрощает разработку онтологии, но и повышает уровень контроля вводимых в нее данных, а также обеспечивает удобное представление информации конечному пользователю.

Заметим, что описанный в настоящей статье набор методик и паттернов был использован при построении базовых онтологий ИНИР.

3.1. Описание областей допустимых значений

При описании классов онтологии необходимо задавать область допустимых значений его атрибутов. Если такая область имеет конечное число значений, то ее называют доменом. Домен характеризуется названием и множеством элементарных значений. Введение доменов не только позволяет контролировать ввод информации, но и повышает удобство этой операции — инженер знаний или эксперт вместо того, чтобы каждый раз вспоминать (или придумывать) значение того или иного атрибута объекта, просто выбирает его из списка значений, заданного в домене.

Примерами таких доменов являются «Должность», «Тип организации», «Тип публикации», «Язык публикации», которые включают соот-

ветственно виды должностей в организации, типы организаций, типы и языки публикаций.

Так как в OWL для задания указанного вида доменов нет специальных средств, было предложено представлять каждый домен отдельным классом, заданным перечислением своих элементов (индивидов). Все такие классы являются наследниками служебного класса «Домен» (см. рис. 2), который, в свою очередь, является наследником класса «Служебный класс».

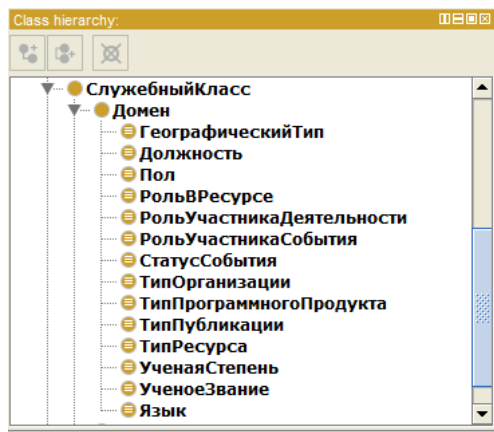


Рис. 2. Служебный класс *Домен*.

Fig. 2. *Domain* service class

Достоинством такого способа задания области допустимых значений является и то, что он позволяет поддерживать многоязычность онтологии. Действительно, с каждым значением домена могут быть связаны метки (*label*), представляющие его на разных языках.

3.2. Представление сложноструктурированных сущностей

При построении онтологии часто требуется представлять сущности, имеющие сложную структуру. Так, при описании научной деятельности часто возникает потребность в атрибутированных отношениях, т. е. в бинарных отношениях, снабженных атрибутами, уточняющими связь между аргументами отношения.

Примером атрибутированного отношения является отношение «участвует Персона в Деятельности» из онтологии научной деятельности:

участвует Персона в Деятельности

arg1: Персона: Нариньяни А. С.

arg2: Деятельность: проект InDoc

*роль: научный руководитель,
дата начала: 2000,
дата окончания: 2003.*

Аргументами такого отношения являются «персона» и «деятельность», а атрибутами — «роль», «дата начала» и «дата окончания», служащие для задания дополнительной информации об отношении.

Так как язык OWL не позволяет задавать атрибуты для отношений, нами был предложен специальный паттерн.



Рис. 3. Паттерн атрибутированного отношения.

Fig. 3. Attributed relation pattern

Для представления атрибутированных отношений данный паттерн предусматривает введение служебного класса «ОтношениеСАтрибутами», а для представления каждого конкретного отношения такого типа вводится класс, являющийся наследником этого класса.

Заметим, что этот паттерн отличается от паттерна “qualified relation” [7], предложенного в сообществе Linked Data, тем, что в нем явно указывается порядок аргументов отношения. Благодаря этому сохраняется информация об ориентированности отношения, что важно для представления пользователю полной информации о характере связи между объектами.

Аналогичным образом строятся паттерны многоместных отношений, паттерны для представления проектов, событий и др.

4. Описание методов визуализации информации для пользователя средствами онтологии

Для пользователей очень важно удобное представление содержащейся в контенте ИНИР информации. В связи с этим нами был предложен способ отображения этой информации на экране монитора с помощью шаблонов визуализации, строящихся с использованием свойств, объявленных в онтологии ИНИР как *AnnotationProperty*. Всего было введено три таких свойства: *order*, *link* и *shortlink*.

Шаблоны визуализации задаются для каждого класса онтологии. Различают шаблоны визуализации объектов класса и шаблоны визуализации ссылок на объекты.

Шаблон визуализации объектов класса включает все его атрибуты и связанные с ним отношения. По умолчанию атрибуты класса и связанные с ним отношения, в том числе и их атрибуты, отображаются в том порядке, в котором они заданы в онтологии. По желанию пользователя порядок показа атрибутов может быть изменен (см. рис. 4). Для этого с помощью свойства *order* задаются порядковые номера атрибута.

Шаблон визуализации ссылки на объект какого-либо класса может включать как атрибуты данного класса, так и атрибуты связанных с ним классов и заданных между ним и другими классами отношений.

Вводится два вида ссылок на объект — полные и краткие. Полные ссылки используются при отображении списка объектов заданного класса, краткие — при отображении ссылки на объект при визуализации какого-либо другого объекта.

Для описания полных ссылок используется свойство *link*, для кратких — *shortlink*. Значением этих свойств является целое число, задающее порядок следования компонентов в ссылке.

Фамилия	Боровикова
Предыдущая фамилия	Россеева
Имя	Олеся
Отчество	Игнатьевна
работает в Организации	
Организация	
Институт систем информатики им. А.П. Ершова СО РАН ИСИ СО РАН	
Должность	младший научный сотрудник
Дата начала	1999
развивает Метод	
Метод исследования	
Онтологическое моделирование	
участвует Персона в Деятельности	
Деятельность	
Методы и технологии создания и управления интеллектуальными научными Интернет-ресурсами на основе онтологий и семантических сетей	
Роль	исполнитель
Начало участия	2014
Завершение участия	2015

Рис. 4. Визуализация объекта класса «Персона».

Fig. 4. Visualization of an object of “Person” class

5. Заключение

В статье обсуждены проблемы и особенности построения онтологии для тематических ИНИР с использованием технологии Semantic Web.

Для упрощения процесса создания онтологии предложена методология, включающая набор методик и паттернов разработки онтологий, а также метод построения онтологии ИНИР на основе множества базовых онтологий.

Предложенные паттерны поддерживают стандартизацию представления сложных сущностей и благодаря этому обеспечивают лучшее понимание онтологий разными людьми, делая возможной коллективную разработку онтологий и повышая уровень их переиспользуемости.

Наличие довольно представительного набора базовых онтологий и метода построения всех онтологий ИНИР на их основе значительно снижает сложность и трудоемкость процесса создания ИНИР.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования, посвященные разработке онтологий для тематических интеллектуальных научных интернет-ресурсов, были поддержаны Российским фондом фундаментальных исследований (гранты 13-07-00422 и 16-07-00569).

Список литературы

1. Загоруйко Ю. А., Загоруйко Г. Б., Боровикова О. И. Технология создания тематических интеллектуальных научных интернет-ресурсов, базирующаяся на онтологии // Программная инженерия. 2016. Т. 7, № 2. С. 51—60.
2. Лапшин В. А. Онтологии в компьютерных системах. М.: Научный мир, 2010. 224 с.
3. Benjamins V. R., Fensel D. Community is Knowledge! in (KA)2 // Proc. of 11th Banff Knowledge Acquisition for Knowledge-based Systems workshop KAW'98 (Banff, Canada, April 1998). — Calgary : University of Calgary, 1998. С. KM.2-1—KM.2-18.
4. Hillmann D. Using Dublin Core [Electronic resource]. Режим доступа: <http://dublincore.org/documents/usageguide/> (дата обращения 25.10.2016).
5. Hitzler P., Krötzsch V., Rudolph S. Foundations of Semantic Web Technologies. Chapman & Hall/CRC, 2009. 455 с.
6. Antoniou G., Harmelen F. Web Ontology Language: OWL // Handbook on Ontologies. 2009. С. 91—110.
7. Dodds L., Davis I. Linked Data Patterns. 2012 [Electronic resource]. Режим доступа: <http://patterns.dataincubator.org/book> (дата обращения 25.10.2016).

References

- [1] Y. A. Zagorulko, G. B. Zagorulko, and O. I. Borovikova, “Technology for Building Subject-Based Intelligent Scientific Internet Resources Based on Ontology,” *Softw. Eng.*, vol. 7, no. 2, pp. 51–60, 2016. (In Russ.). doi: 10.17587/prin.7.51-60

- [2] V. A. Lapshin, *Ontologii v kompyuternih sistemah* [Ontology in computer systems]. Moscow: Nauchnyi Mir, 2010. (In Russ.).
- [3] V. R. Benjamins and D. Fensel, "Community is Knowledge! in (KA)2," in *Proc. of 11th Banff Knowledge Acquisition for Knowledge-based Systems workshop KAW'98 (Banff, Canada, April 1998)*, 1998, p. KM.2-1–KM.2-18.
- [4] D. Hillmann, "Using Dublin Core." [Online].
Available: <http://dublincore.org/documents/usageguide/>
- [5] P. Hitzler and M. Krötzsch..., *Foundations of semantic web technologies*. Chapman & Hall, CRC Press, 2009.
- [6] G. Antoniou and F. Harmelen, "Web ontology language: OWL," in *Handbook on ontologies*, 2009, pp. 91–110. doi: 10.1007/978-3-540-92673-3_4
- [7] L. Dodds and I. Davis, "Linked Data Patterns," 2012. [Online].
Available: <http://patterns.dataincubator.org/book>.

Acknowledgement

The studies devoted to the development of ontologies for subject-based intelligent scientific Internet resources have been supported by the Russian Foundation for Basic Research (grants 13-07-00422 and 16-07-00569).

Разработка сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиосигналов

¹ Белкин М. Е., ¹ Ключник Д. А., ² Топорков Н. В.

¹ Лаборатория «Сверхвысокочастотные и оптоэлектронные устройства»,
Московский технологический университет (МИРЭА)
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация

² Калужский научно-исследовательский радиотехнический институт (КНИРТИ)
ул. Ленина, 2, г. Жуков, Калужская обл., 249192, Российская Федерация
belkin@mirea.ru

Статья поступила 29 ноября 2016 г.

Аннотация: Рассмотрены принципы построения и достигнутые параметры серийно выпускаемых и разработанных сверхширокополосных устройств долговременной задержки радиочастотных сигналов (СУДЗ-РЧС) с использованием волоконно-оптических схем задержки. С учетом недостатков существующих устройств предложены принципы оптимизации схемы построения волоконно-оптической СУДЗ-РЧС следующих поколений.

Ключевые слова: сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиочастотных сигналов, волоконно-оптическая схема задержки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Белкин М. Е., Ключник Д. А., Топорков Н. В. Разработка сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиосигналов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2016. Т. I, № 2. С. 218—237.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Белкин, М. Е. Разработка сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиосигналов / М. Е. Белкин, Д. А. Ключник, Н. В. Топорков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2016. — Т. I, № 2. С. 218—237.

Design of ultra-wideband long-term RF-signal delay devices

M. E. Belkin¹, D. A. Klyushnik¹, and N. V. Toporkov²

¹Laboratory of Microwave and Optoelectronic Devices,
Moscow Technological University (MIREA)

78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russian Federation

²Kaluga Research Radio Engineering Institute (KNIRTI)

2 Lenin Str., Zhukov, Kaluga region, 249192, Russian Federation

belkin@mirea.ru

Received on November 29, 2016

Abstract: Based on the previous results for investigation of various retarding materials for super-wide bandwidth long-term delay lines [1], the principles of design and the achieved parameters of commercially produced and developed RF-signal delays with the use of fiber-optic circuits were studied. Considering the shortcomings of existing devices, the principles of optimization and design of fiber-optic delay lines for next generation devices: (1) a distributed structure of low-power emitters based on dense wavelength division multiplexing, (2) a multicore optical fiber as a retarding medium, (3) two-stage processing including an optoelectronic repeater unit, and (4) an optical recirculation time-delay circuit were proposed. Experimental verification of the proposed principles has shown their feasibility, efficiency and the opportunity to significantly improve the energy consumption and weight-dimensional characteristics, to increase the maximum delay time up to the millisecond range with a step in the microsecond range, also to improve the quality and flexibility of the delay device.

Keywords: ultra-wideband long-term delay of radio frequency signals, fiber-optic delay circuit.

For citation (IEEE): M. E. Belkin, D. A. Klyushnik, and N. V. Toporkov, "Design of ultra-wideband long-term RF-signal delay devices," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 218–237, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.17

1. Введение

Проведенный в [1] анализ современного мирового развития радиоэлектронных систем (РЭС) радиочастотного (РЧ) диапазона показывает, что наиболее эффективным путем построения СУДЗ-РЧС является применение методов и подходов волоконной оптики и радиофотоники (микроволновой фотоники): нового междисциплинарного направления, созданного на стыке радиотехники и оптоэлектроники [2]. Реализация данного подхода в пер-

спективных РЭС помимо значительного улучшения технико-экономических показателей дополнительно приведет к улучшению таких важных характеристик РЭС двойного назначения, как электромагнитная совместимость, стойкость к внешним воздействиям (в том числе преднамеренным), экологичность. Актуальность предлагаемого подхода обосновывается:

— приоритетом направления «радиофотоника» в технологическом развитии отрасли электронной и радиоэлектронной промышленности РФ, обозначенном в Государственной программе Российской Федерации «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности на 2013—2025 гг.» (утверждена распоряжением Правительства Российской Федерации от 15 декабря 2012 г. № 2396-р);

— задачами создания критических и базовых промышленных технологий, задачами создания электронной компонентной базы, в том числе импортозамещения, в соответствии с федеральной целевой программой (ФЦП) «Развитие оборонно-промышленного комплекса Российской Федерации на 2011—2020 гг.»;

— возможностью преодоления технических, технологических, ресурсных, экологических и др. ограничений в отечественной радиоэлектронной промышленности;

— отсутствием широкой возможности воспользоваться существующими решениями, методами, технологиями, развитых в зарубежных странах.

В настоящей статье, в развитие описанных в [1] исследований, проводится анализ принципов построения и современного состояния серийно выпускаемых и разрабатываемых сверхширокополосных СУДЗ-РЧС на базе волоконно-оптических линий задержки. С использованием результатов анализа предлагаются оптимизированные принципы и схемы построения волоконно-оптических устройств долговременной задержки радиосигналов, корректность которых подтверждается результатами начальных экспериментальных исследований.

2. Принципы построения активной волоконно-оптической схемы задержки

Типичная структурная схема одноканальной активной волоконно-оптической схемы задержки (ВОСЗ) РЧ-сигналов представлена на рис. 1. На рисунке входной РЧ-сигнал передается через пассивный направленный ответвитель и РЧ-переключатель. Кроме того, часть сигнала с отвода направленного ответвителя проходит через канал задержки, содержащий передающий оптоэлектронный модуль (ПОМ), оптический тракт, приемный оптоэлектронный модуль (ПРОМ), и поступает на другой вход РЧ-переключателя.

Принцип работы ВОСЗ, достаточно простой и стандартный для функциональных элементов радиофотоники, состоит в использовании эффекта задержки при распространении оптической волны в одномодовом световоде (примерно 5 нс/м при распространении в кварцевом волокне). Прямое и обратное преобразования РЧ- и оптических сигналов осуществляются во входящих в состав ПОМ и ПРОМ полупроводниковых лазерах и фотодиодах с соответствующей полосой модуляции. Таким образом, СУДЗ-РЧС на базе ВОСЗ содержит три принципиальных узла: ПОМ, волоконно-оптический элемент задержки на основе стандартного одномодового световода и ПРОМ. Схема рис. 1 может быть легко развита в многоканальную структуру путем использования параллельно и последовательно включенных одноканальных схем, волокон различной длины и дополнительных оптических либо электрических переключателей.

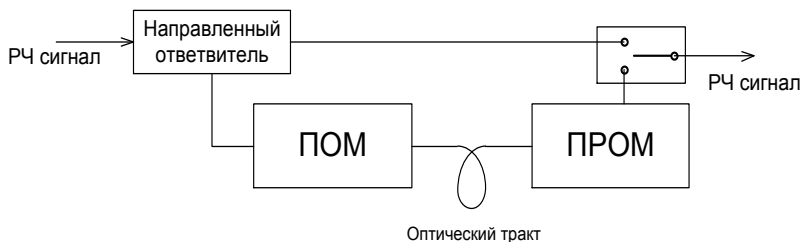


Рис. 1. Обобщенная структурная схема одноканальной активной волоконно-оптической схемы задержки РЧ-сигналов.

Fig. 1. A generalized block diagram of an active single-channel fiber-optic delay circuit of RF signals

Основные преимущества по сравнению с традиционными устройствами задержки РЧ-диапазона, например линиями задержки на основе ПАВ, вытекающими из известных преимуществ волоконно-оптических систем передачи, заключаются в следующем:

- низкие потери в собственно элементе задержки, практически не зависящие от частотного диапазона;
- широкая полоса, достигающая нескольких октав (то есть мгновенная полоса пропускания может соответствовать рабочему диапазону частот и на практике будет определяться полосой пропускания РЧ-усилителей);
- нечувствительность к электромагнитным наводкам.

Дополнительно для СУДЗ-РЧС на базе активных схем задержки ключевым показателем является низкое энергопотребление.

3. Принципы построения и параметры многоканальных СУДЗ-РЧС с регулируемым временем задержки

В общем случае увеличивать и переключать время задержки в ВОСЗ можно путем последовательного (каскадного) и/или параллельного соединения рассмотренных выше одноотводных сегментов. Однако с целью обеспечения приемлемого отношения сигнал/шум устройства, а также из экономических соображений, поскольку стоимость лазерного излучателя существенно выше стоимости остальных элементов сегмента ВОСЗ, лучшим вариантом является использование многоканальных волоконно-оптических схем задержки. Пример реализации СУДЗ-РЧС на базе трехканальной активной волоконно-оптической схемы задержки сигналов РЧ-диапазона [3] представлен на рис. 2.

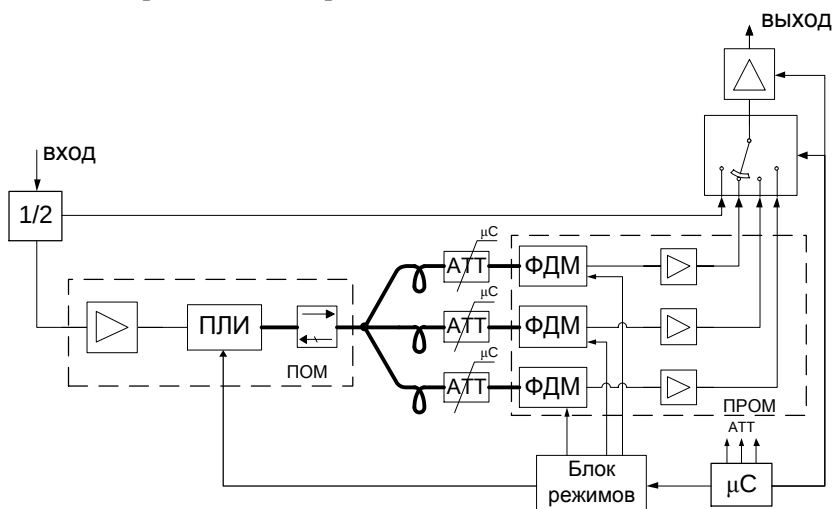


Рис. 2. Пример реализации СУДЗ-РЧС на базе трехканальной активной ВОСЗ.

Fig. 2. Example of a designed ultra-wideband long-term RF-signal delay device on the basis of a three-channel optical active fiber delay circuit

Как следует из рисунка, схема волоконно-оптического тракта ВОСЗ согласно рис. 1 содержит ПОМ, включающий один полупроводниковый лазерный излучатель (ПЛИ), выходной оптический сигнал которого с помощью пассивного оптического разветвителя распределяется по трем волокнам различной длины, ослабляется (при необходимости) в оптических аттенуаторах (АТТ) и принимается ПРОМ с тремя фотодиодными модулями (ФДМ). Выходные СВЧ-сигналы ФДМ усиливаются и поступают на соответствующие входы полупроводникового переключателя типа 4:1, в

различных положениях которого обеспечивается разное время задержки одного и того же РЧ-сигнала. На выходе переключателя установлен РЧ-усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, служащий для согласования уровней при параллельном и/или последовательном наборе таких трехотводных сегментов для создания ВОСЗ с широким интервалом изменения времени задержки. Режимы работы данного усилителя, а также РЧ-переключателя, ПЛИ, ФДМ и АТТ контролируются при помощи встроенного микроконтроллера. Регулируемые оптические аттенюаторы в каждом отводе служат для согласования уровней на выходе каждого канала задержки.

Очевидно, что экономический эффект от применения описанных выше многоотводных ВОСЗ будет возрастать по мере увеличения числа отводов оптического разветвителя. Однако при этом к лазерному излучателю, помимо требований к диапазону модулирующих частот, будут предъявляться дополнительные требования по минимально допустимой (с точки зрения обеспечения приемлемого отношения сигнал/шум на выходе ВОСЗ) оптической мощности. Для их оценки предположим, что используемые в ВОСЗ оптоэлектронные компоненты имеют типичные для аналоговых ВОСП параметры: мощность излучения ПЛИ в волокне 2 мВт, пороговая чувствительность ФДМ 0,2 мВт (энергетический потенциал линии 10 дБ). Предположим также, что средние потери в пассивном оптическом тракте каждого отвода составляют 3 дБ. Тогда путем стандартных расчетов можно определить, что для обеспечения данного энергетического потенциала излучение лазера может быть распределено максимум по трем направлениям (через пассивный разветвитель типа 1:3). В результате получаются всего лишь четыре градации регулировки времени задержки. Разумеется, для увеличения числа градаций возможно параллельно-последовательное включение аналогичных сегментов ВОСЗ, однако гораздо более привлекательным путем представляется применение одного лазерного излучателя с повышенной выходной оптической мощностью. В частности, в рассмотренном выше примере расчета при применении ПЛИ с выходной мощностью 30 мВт возможна реализация 55 ступеней регулировки времени задержки.

Отметим однако, что реализация ПЛИ с подобными параметрами для активных волоконно-оптических схем задержки РЧ-сигналов связана с серьезными техническими и технологическими проблемами, поскольку в применяемых в настоящее время гетероструктурных лазерах увеличение выходной мощности приводит к почти пропорциональному уменьшению полосы модулирующих частот. Кроме того, при разработке ПОМ с ис-

пользованием мощного ПЛИ возникает трудоемкая задача, связанная с эффективным отводом тепла. В общем, проблема создания лазерного излучателя с высоким произведением средней мощности на полосу модуляции также актуальна для оптимального построения аппаратуры гораздо более широкого применения, в частности в современных локальных волоконно-оптических сетях различного назначения [4]. Исследования показали, что ее решение состоит в поиске новых лазерных структур, в частности наногетероструктур с квантоворазмерной активной областью. Другой, на наш взгляд, более эффективный подход состоит в использовании распределенного источника оптического излучения на базе набора маломощных ПЛИ с так называемым спектральным разделением каналов (СРК). Данный метод нашел самое широкое применение в современных телекоммуникационных ВОСП [5], и его эффективность для схемы СУДЗ-РЧС также будет исследоваться в настоящей статье.

В качестве примера для подтверждения корректности описанных выше принципов построения и проделанных оценок, а также демонстрации преимуществ данного класса схем задержки РЧ-сигналов рассмотрим результаты разработки многоотводной ВОСЗ [6], выполненной сотрудниками Алабамского университета (США) почти 20 лет назад, но, по нашим сведениям, до сих пор остающейся образцом схемы задержки сигналов РЧ-диапазона с наилучшими параметрами. Данная ВОСЗ содержит шесть каскадно включенных сегментов задержки с числом отводов в каждом сегменте от 3 до 5. Причем время задержки в сегментах увеличивается по мере продвижения от входа к выходу. Первый сегмент выполнен на базе РЧ-схемы задержки на коаксиальных линиях, в которых, как показано в [1], обеспечиваются наилучшие параметры при интервале задержки в наносекундном диапазоне. Остальные сегменты реализованы на базе рассмотренных выше активных волоконно-оптических схем задержки. Волоконно-оптические тракты сегментов 2—5 работают в спектральном диапазоне 1300 нм, последнего шестого сегмента с наибольшими значениями времени задержки с целью уменьшения потерь в волокне — в спектральном диапазоне 1550 нм. В связи с отсутствием в те годы мощных полупроводниковых лазеров с полосой модуляции в СВЧ-диапазоне источником оптического излучения в сегментах 2—5 является твердотельный лазер на алюмоиттриевом гранате с накачкой от полупроводникового лазера. При этом ввиду невозможности инжекционной модуляции СВЧ-сигнал подводится при помощи четырех внешних электрооптических модуляторов на основе ниобата лития. Источником оптического излучения последнего сегмента задержки служит полупроводниковый лазер, выходная мощность

которого усиливается с помощью эрбиевого волоконного усилителя (ЭВУ). Разработанная ВОСЗ имеет следующие основные параметры:

— полоса рабочих частот (и полоса пропускания) 2—18 ГГц (более 3 октав);

— интервал времени задержки 0—658,54 мкс с шагом 20 нс;

— отношение сигнал/шум не менее 56 дБ/МГц;

— время переключения задержки (программируется) не более 30 нс;

— мощность потребления не более 200 Вт.

Другим перспективным, на наш взгляд, путем расширения диапазона задержек СУДЗ-РЧС, помимо рассмотренных выше каскадирования и увеличения числа каналов, может стать не использовавшийся до сих пор в волоконно-оптических устройствах задержки подход, заключающийся в применении оптической рециркуляционной схемы задержки (ОРСЗ). Принцип работы ОРСЗ поясняется на рис. 3.

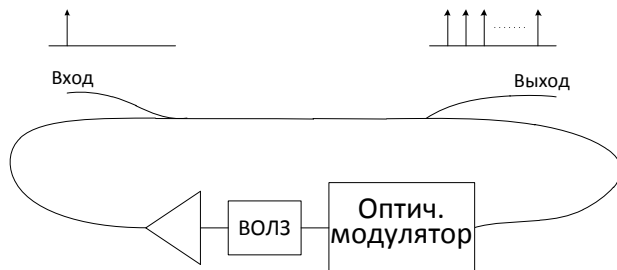


Рис. 3. Принцип работы оптической рециркуляционной схемы задержки.

Fig. 3. The operating principle of an optical recirculating delay circuit

Как следует из рисунка, одночастотный входной оптический сигнал, распространяясь по волоконно-оптической петле, проходит волоконно-оптическую линию задержки (ВОЛЗ), и его задержанная копия поступает на выход петли. Понятно, что при каждом проходе число копий будет увеличиваться на время задержки в ВОЛЗ. Согласно рис. 3, помимо принципиального элемента — ВОЛЗ, в состав рециркуляционной петли входят также два дополнительных узла: оптический модулятор и оптический усилитель. Оптический модулятор за счет сдвига частоты сигнала при каждом проходе (см. рис. 3) обеспечивает стабильную работу петли [7], оптический усилитель компенсирует потери в петле, выравнивая мощности сигнала при множестве проходов. Отметим, что относительно небольшой частотный сдвиг не будет оказывать влияния на качество «электрической» копии задержанного сигнала, поскольку характеристика оптико-электрического преобразования фотодетектора является равномерной в широкой спектральной полосе, особенно в диапазоне 1550 нм.

4. Современное состояние и принципы оптимизации волоконно-оптических сверхширокополосных устройств долговременной задержки радиочастотных сигналов

Наш поиск показал, что в настоящее время волоконно-оптические СУДЗ-РЧС производятся рядом известных зарубежных фирм и двумя отечественными предприятиями. Кроме того, исследование результатов последних разработок волоконно-оптических СУДЗ-РЧС показало, что вектор современного развития данного направления четко направлен в сторону увеличения диапазона и уменьшения шага задержек. Для реализации данной тенденции в последнее время предложена так называемая бинарная схема задержки (БСЗ), принцип действия которой заключается в параллельном подсоединении к основному волоконно-оптическому тракту набора ВОЛЗ различной длины. Каждая ВОЛЗ может вручную или посредством управления по шине данных подключаться либо отключаться от основного тракта с помощью оптического переключателя, что обеспечивает возможность создания СУДЗ-РЧС с задержкой до сотен микросекунд при шаге единицы микросекунд. Пример реализации такой БСЗ [8] с диапазоном задержек 1—511 мкс при шаге 1 мкс представлен на рис. 4. Основные параметры выпускаемой продукции и результаты последних разработок приведены в табл. 1.

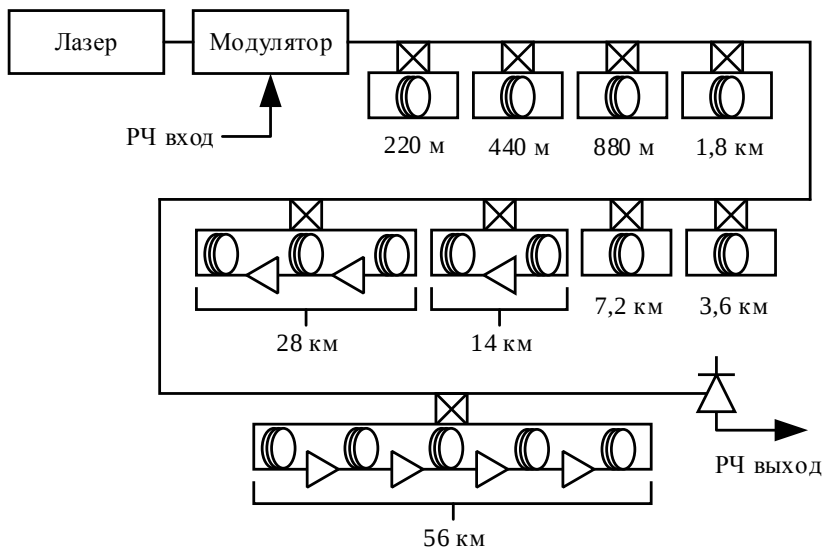


Рис. 4. Схема волоконно-оптической БСЗ с диапазоном задержек 1—511 мкс при шаге около 1 мкс [8].

Fig. 4. Binary optical fiber delay circuit delays with the range 1—511 microseconds (about 1- μ s step [8])

Таблица 1. Основные параметры современных волоконно-оптических устройств долговременной задержки РЧ-сигналов.

Table 1. Main parameters of modern fiber optics for long delay of RF signals

Производитель/ Разработчик	MPS Inc., США	EMCORE, США	Центр ВОСПИ, РФ	ЗАО «Техномаш- ВОС», РФ	Naval Research Laboratory, США	Naval Research Laboratory, США
Модель/Источник	MP-5000-DL/ MP-6000-DL	Optiva OTS- ODLS	МЛЗ-5- FC/APC	ВОЛЗА-120	[9]	[10]
Интервал времени задержки, мкс	1-12	3 - 40	1,68; 3,38; 6,79; 3,62; 27,27	120	Фиксирован- ные 67 и 125 либо 100 и 200	1-511 (шаг 1 мкс)
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,1-18	0,05-18	0-8	9-11	0-20 либо 0- 40	0,5-18
Относительная точность задержки, % (нс)	1 (1 мкс)	±2	(± 2,5)	4,2 (±5000)	-	-
Вносимые потери, дБ	27	≤10	-	0	20	-35 (с электр. усилением 55 дБ)
Стабильность времени задержки	-	-	-	$6,8 \cdot 10^{-4}$ %/°C	-	-
Стабильность фазовой характеристики	-	2° (за 10 с)	-	-	-	-
Отклонение ФЧХ от линейной	-	≤10°	-	-	-	-
Неравномерность АЧХ, дБ	±0,5	≤±3	1	-	12 (в полосе 40 ГГц)	7
Относит. уровень ложных сигналов (динамический диапазон), дБн (дБ·Гц ^{2/3})	-	≤-60	-	≤-125 дБн/Гц (при отстрой- ке 3 кГц)	(103-107)	(88)
Допустимая входная мощность (-1 дБ), дБм	13	≥+16	-	-	20	-50
Уровень второй гармоники, дБн	-	≤ -45	-	-		
Точка пересечения 3-го порядка по входу, дБм	24	-	-	-	6-8	-
Коэффициент шума, дБ	45	≤70	-	-	43-47	10
Число переключаемых линий задержки	1 из 12	до 4	5	-	1 из 4	до 512
Управление переключением	ручное либо по RS-232	по RS-232	ручное	нет	ручное либо по RS-232	по RS-232
Рабочая температура, °C	-20...+70	-10...+50	+10...+35	0-40	0...+40	0...+40
Массогабаритные характеристики	171,5х152х 60,5 мм	19", 6 U	368х200 х150 мм	21 кг, 300х 300х380 мм	19", 6 U	648х432х 223 мм
Потребляемая мощность, Вт	-	200	24	50	-	-

Из таблицы можно сделать следующие выводы. Максимальное время задержки составляет 120 мкс в относительно узкой полосе радиочастот для серийно выпускаемых СУДЗ-РЧС и 511 мкс для разработанных СУДЗ-РЧС, что подтверждает выполненные выше аналитические оценки [1]. При этом нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона составляют 0,1 и 18 ГГц соответственно для серийно выпускаемых СУДЗ-РЧС и до 40 ГГц для разработанных СУДЗ-РЧС.

5. Принципы оптимизации

Проведенные аналитические исследования показали, что на базе аналоговой волоконно-оптической системы передачи радиосигналов возможно создание нового класса широко применяемых в современной аппаратуре радиолокации, связи и измерительной техники функциональных РЧ-элементов — сверхширокополосных устройств долговременной задержки радиочастотных сигналов — с параметрами, которые невозможно получить с помощью других известных вариантов реализации схем задержки РЧ-сигналов, а именно: результаты анализа достижимых характеристик лучших образцов продукции отечественных и зарубежных производителей и современных зарубежных разработок устройств аналогичного назначения показали, что при использовании активной волоконно-оптической схемы задержки, работающей в полосе от метрового до миллиметрового диапазонов волн, обеспечивается интервал времени задержки от наносекундного до долей миллисекундного диапазона с относительной точностью установки значения задержки до 10^{-4} и относительной температурной стабильностью до 10^{-5} град $^{-1}$, что полностью удовлетворяет общим требованиям к схемам задержки РЧ-диапазона [1]. Анализ также показал недостатки современных волоконно-оптических устройств долговременной задержки, основными среди которых являются:

- мощность энергопотребления и массогабаритные характеристики существующих волоконно-оптических устройств долговременной задержки (см. табл. 1) не позволяют их использование в мобильных и переносных аппаратурных исполнениях. Первое связано с использованием сосредоточенной схемы формирования оптических сигналов на базе мощного лазера и большими потерями во внешнем модуляторе и в многоотводных или многокаскадных пассивных оптических разветвителях, для компенсации которых требуется применение оптических усилителей. Второе — с использованием в качестве задерживающей среды стандартного одномодового волокна при относительно малом погонном замедлении РЧ-сигнала;

- отсутствие или чрезмерно большой шаг перестройки времени задержки, а также отсутствие возможности одновременного вывода всех градаций задержки снижают качество и гибкость работы устройства и делают его в целом ряде применений неконкурентоспособным по сравнению с цифровой радиочастотной памятью [1].

Учитывая вышеприведенные недостатки, предлагаются следующие принципы оптимизации схемы построения волоконно-оптических СУДЗ-РЧС.

1) Введение распределенной схемы формирования модулированного оптического сигнала, содержащей набор маломощных высокоэффективных лазеров с непосредственной модуляцией и спектральным разделением каналов на базе стандартной сетки DWDM, что приведет к уменьшению энергопотребления за счет отсутствия внешних модуляторов и замене оптических разветвителей (см. рис. 2) на оптические переключатели и спектральные мультиплексоры/демультиплексоры с существенно меньшими вносимыми потерями, а также к улучшению массогабаритных характеристик за счет возможности интегрализации узла.

2) Использование в качестве среды замедления сигналов многосердцевинного оптического волокна [11], что при больших временах задержки (см. рис. 4) обеспечит почти пропорциональное числу сердцевин улучшение массогабаритных характеристик устройства.

3) Введение двухступенчатой схемы обработки (задержки) с промежуточным узлом суммирования и ретрансляции обеспечит уменьшение шага задержки и возможность одновременного вывода всех градаций задержки, повышая качество и гибкость работы устройства.

4) Введение в оконечной ступени описанной выше оптической рециркуляционной схемы задержки (рис. 3) позволяет увеличить максимальное время задержки до миллисекундного диапазона, что, наряду с меньшим энергопотреблением, обеспечивает высокую конкурентоспособность по сравнению с цифровой радиочастотной памятью.

6. Проверка реализуемости предложенных принципов оптимизации

Из четырех предложенных принципов оптимизации первый достаточно очевиден и широко используется в современной и перспективной аппаратуре волоконно-оптической связи [5]. Эффективность второго принципа также подтверждена рядом применений, в том числе для простых ВОСЗ [11]. В частности, простой расчет показывает, что использование серийно выпускаемого в настоящее время 7-сердцевинного MCB (см. www.fibercore.com) приведет к уменьшению общей длины волокна (и габаритов устройства) в схеме СУДЗ-РЧС (рис. 4) с 112 км до 16 км. Вследствие этого дальнейшее изложение будет сосредоточено на исследовании оставшихся двух принципов.

6.1. Суммирование и ретрансляция задержанных радиосигналов

Схема измерительной установки для проверки данного принципа построения СУДЗ-РЧС представлена на рис. 5.

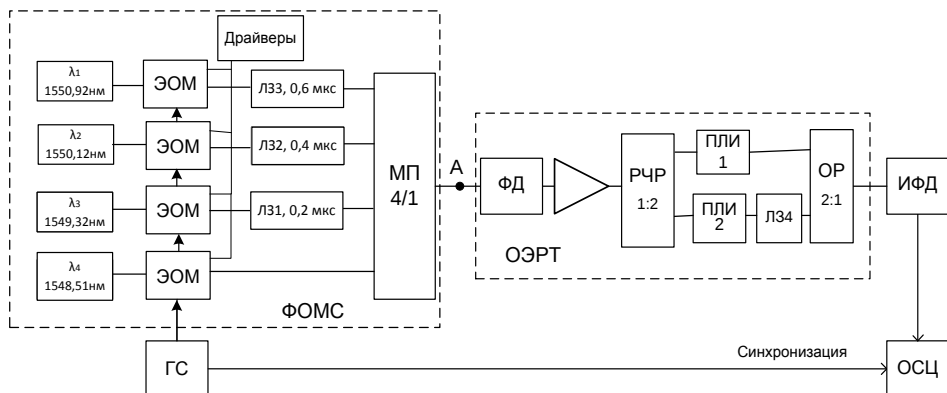


Рис. 5. Схема измерительной установки для проверки принципа суммирования и ретрансляции импульсных РЧ-сигналов.

Fig. 5. The scheme of measurement to verify the principle of summation and impulse relay of RF signals

Как видно из рисунка, исследуемая схема содержит узел формирования оптических модулированных сигналов (ФОМС) и узел оптоэлектронной ретрансляции (ОЭРТ). Основными элементами узла ФОМС являются четыре высококогерентных полупроводниковых лазера, работающих в *C*-диапазоне на длинах волн λ_1 — λ_4 согласно стандартной спектральной сетке DWDM с шагом 100 ГГц (каналы Ch.33—Ch.36). Их излучение модулируется по интенсивности с помощью электрооптических модуляторов (ЭОМ), и каждый оптический модулированный сигнал соответственно поступает на вход спектрального мультиплексора (МП) напрямую либо с задержкой на 0,2, 0,4 или 0,6 мкс, реализуемой в одномодовом 7-сердцевинном волокне длиной около 40 м. Модуляция осуществляется с помощью генератора сигналов (ГС) модели Keysight E8752D и представляет собой импульсный радиосигнал длительностью 0,1 мкс, периодом следования 2 мкс и частотой заполнения 80 МГц. Четырехканальный оптический сигнал с выхода узла ФОМС поступает на вход узла ОЭРТ, в котором с помощью фотодетектора (ФД) осуществляется оптико-электрическое преобразование и суммирование задержанных РЧ-сигналов. Далее преобразованные сигналы усиливаются и делятся пополам в радиочастотном разветвителе (РЧР), после чего каждый из них модулирует по интенсивности соответствующий полупроводниковый лазерный излучатель (ПЛИ). Выходные сигналы ПЛИ подаются напрямую либо через ВОЛЗ ЛЗ4 (задержка 0,8 мкс) на входы оптического Y-разветвителя (ОР) для осуществления суммирования их мощностей. Регистрация сигналов на

выходе узлов ФОМС или ОЭРТ обеспечивается с помощью измерительного фотодиода (ИФД), выход которого в РЧ-диапазоне соединен с осциллографом (ОСЦ) модели Tektronix TDS5034B.

Результаты измерения приведены на рис. 6, где на рис. 6,а показана осциллограмма сигналов на выходе узла ФОМС, а на рис. 6,б — на выходе узла ОЭРТ. Как видно из рисунка 6,а, благодаря примененному принципу спектрального разделения каналов на выходе узла ФОМС (ИФД и ОСЦ подсоединялись к точке А, рис. 5) помимо исходного радиосигнала (левый) появились три его копии, задержанные соответственно на 192, 398 и 624 нс. При этом погрешность времени задержки составляет соответственно 4, 0,5 и 4 %. Следовательно, согласно описанным в [1] критериям, исследуемое СУДЗ-РЧС можно классифицировать как схему с малой (каналы 1 и 3) либо высокой (канал 2) относительной точностью задержки. Как показали наши исследования, основная причина разброса точностей состоит в различии задержек оптических каналов примененного в макете узла ФОМС спектрального мультимплексора (МП на рис. 5). Однако данное ограничение не является принципиальным, и на практике точность задержки может быть легко повышена путем подбора длины стандартных волокон в устройствах ввода-вывода примененного 7-сердцевинного волокна.

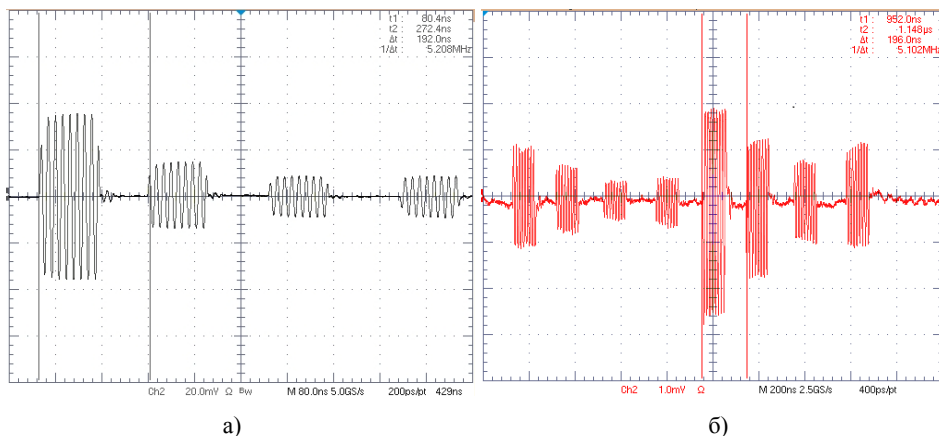


Рис. 6. Осциллограммы импульсных радиосигналов до (а) и после (б) ретрансляции.

Fig. 6. Waveforms of pulsed radio signals before (a) and after (b) relaying

В результате прохождения сформированных узлом ФОМС исходного и задержанных радиосигналов через узел ОЭРТ на его выходе помимо входного появляется дополнительный пакет копий исходного радиосигнала (рис. 6,б), задержанный на время, определяемое ВОЛЗ ЛЗ4 (рис. 5). Как

видно из рисунка, в ретранслируемом сигнале с высокой точностью сохраняется заданная в узле ФОМС величина задержки.

Проведенная экспериментальная проверка показывает реализуемость и эффективность применения предложенного принципа оптоэлектронной ретрансляции для многократного увеличения (определяется числом параллельных каналов в узле ОЭРТ) и одновременного вывода всех градаций задержки, что, как отмечено выше, отсутствует у существующих волоконно-оптических СУДЗ-РЧС (табл. 1). Развитие данного подхода является темой наших дальнейших исследований.

6.2. Рециркуляционная схема задержки радиосигналов

Схема измерительной установки для проверки данного принципа построения СУДЗ-РЧС представлена на рис. 7. Как видно из рисунка, исследуемая схема содержит один канал узла ФОМС (рис. 5), работающий на длине волны λ_4 , оптический X-разветвитель (50/50), к портам 1 и 3 которого подсоединена ВОЛЗ ЛЗ5, обеспечивающая задержку на 830 нс, а к порту 4 — измерительный фотодиод и осциллограф. Модуляция оптического сигнала осуществляется с помощью того же ГС и представляет собой импульсный радиосигнал длительностью 0,2 мкс, периодом следования около 3,4 мкс и частотой заполнения 80 МГц.

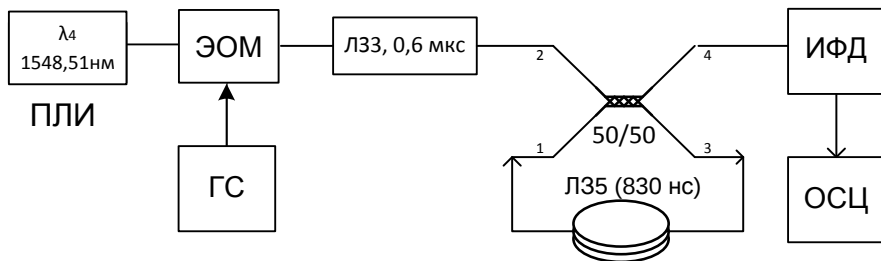


Рис. 7. Схема измерительной установки для проверки принципа рециркуляции импульсных РЧ-сигналов.

Fig. 7. Scheme of measurement to verify the recycling principle of pulsed RF signals

Результаты измерения сигналов на выходе данной предельно простой рециркуляционной схемы приведены на рис. 8. Отметим, что практическая реализуемость такой схемы построения СУДЗ-РЧС исключительно определяется уникально малым затуханием оптического волокна в С-диапазоне, что, согласно приведенным в [1] расчетам, не представляется возможным в пассивных электрических схемах задержки на базе коаксиального кабеля и других сред задержки РЧ-сигналов. В частности, на рис.

8, а показаны: синхроимпульсы (сверху), определяющие момент поступления исходного РЧ-сигнала от ГС на вход ЭОМ, и последовательность радиоимпульсов (снизу), содержащая первичный радиосигнал, прошедший без задержки через порты 2—4 X -разветвителя схемы (рис. 7) (самый левый), и его три задержанные копии, последовательно прошедшие через рециркуляционную схему. Согласно рисунку, качество выходного РЧ-сигнала даже после трех проходов достаточно для последующей обработки и точность величины задержки обеспечивается на уровне 1 %. Тем не менее, следует отметить, что очевидный недостаток такой простой схемы построения СУДЗ-РЧС состоит в необходимости выполнения условия кратности периода исходного радиосигнала и времени задержки в рециркуляционной петле (в данной схеме она равна 4), что снижает гибкость применения данного устройства. Несоблюдение данного условия приводит к возникновению паразитных сигналов, что проиллюстрировано на рис. 8, б. Проблема может быть решена либо путем усложнения схемы рециркуляционной задержки с введением выключения после определенного числа проходов или сдвига частоты оптического сигнала (см. рис. 3) либо путем усложнения схемы последующей электронной обработки.

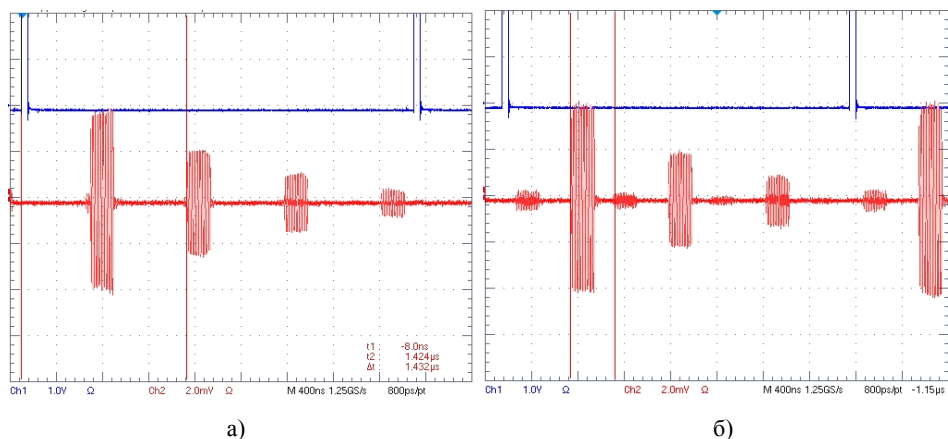


Рис. 8. Осциллограммы радиосигналов на выходе рециркуляционной схемы:

- а — время задержки в петле кратно периоду следования радиоимпульсов;
- б — время задержки в петле не связано с периодом следования радиоимпульсов.

Fig. 8. Waveforms of radio signals at the output of the recycling circuit:

- а — the time delay in the loop is a multiple of the repetition period of radio pulses;
- б — delay time in the loop is not connected with the repetition period of radio pulses

Проведенная экспериментальная проверка показывает реализуемость и эффективность применения предложенного принципа оптимиза-

ции схемы построения СУДЗ-РЧС для многократного увеличения числа задержанных копий радиосигнала. Масштабирование результатов данного эксперимента принципиально позволяет увеличить максимальное время задержки до миллисекундного диапазона при использовании ограниченного объема элементов схемы, что улучшит габаритные характеристики устройства, однако для достижения этого необходимо введение в петлю оптического усилителя (см. рис. 3), что является предметом дальнейших исследований.

7. Волоконно-оптическое устройство долговременной задержки СВЧ-сигналов

Структурная схема разработанного на основе рассмотренных выше принципов оптимизации СУДЗ-РЧС представлена на рис. 9, где УФМ — узел формирования и модуляции оптического сигнала, УПО — узел предварительной обработки, УРТ — узел ретрансляции, УФОД — узел финальной обработки и детектирования. Результаты предварительных экспериментальных исследований приведены в табл. 2.

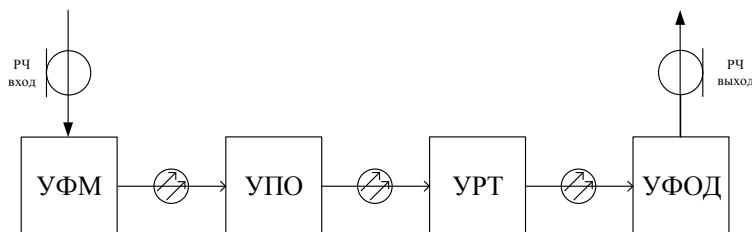


Рис. 9. Структурная схема волоконно-оптического СУДЗ-РЧС.

Fig. 9. The block diagram of a designed ultra-wideband long-term RF-signal delay device

Таблица 2. Основные параметры разработанного СУДЗ-РЧС.

Table. 2. Basic parameters of the designed ultra-wideband long-term RF-signal delay device

Интервал времени задержки, мкс	0,2—60
Диапазон рабочих частот, ГГц	4—18
Шаг перестройки времени задержки, мкс	0,2
Относительная точность задержки, %	1
Вносимые потери, дБ	–3—0
Неравномерность АЧХ, дБ	4
Динамический диапазон, дБ	$\geq 85 \text{ дБ} \cdot \text{Гц}^{2/3}$
Допустимая входная мощность (–1 дБ), дБм	10
Количество задержанных копий на выходе	более 350
Потребляемая мощность, Вт, не более	5

Сравнение достигнутых параметров с данными табл. 1 показывает, что разработанное волоконно-оптическое устройство долговременной задержки импульсных радиосигналов СВЧ-диапазона превышает современный отечественный уровень по всем основным показателям и соответствует по основным показателям зарубежному уровню, значительно превышая его по коэффициенту передачи, неравномерности АЧХ, количеству и шагу задержанных копий на выходе, что повышает качество и гибкость работы устройства. Потребляемая мощность разработанного устройства на порядок меньше по сравнению с активной цифровой радиочастотной памятью [1].

8. Заключение

На основании выводов [1], рассмотрены принципы построения и достигнутые параметры серийно выпускаемых и разработанных СУДЗ-РЧС с использованием волоконно-оптических схем задержки. Проведенное рассмотрение показало, что на базе радиофотонного подхода и аналоговых волоконно-оптических систем передачи радиосигналов создан новый класс широко применяемых в современной аппаратуре радиолокации, связи и измерительной техники СУДЗ-РЧС с параметрами, которые невозможно получить с помощью других известных вариантов реализации схем задержки РЧ-сигналов.

Анализ также выявил недостатки современных волоконно-оптических СУДЗ-РЧС, основными среди которых являются:

- мощность энергопотребления и массогабаритные характеристики существующих волоконно-оптических устройств долговременной задержки не позволяют их использовать в мобильных и переносных аппаратурных исполнениях;

- отсутствие или чрезмерно большой шаг перестройки времени задержки, а также отсутствие возможности одновременного вывода всех градаций задержки.

С учетом вышеприведенных недостатков предложены следующие принципы оптимизации схемы построения современных волоконно-оптических СУДЗ-РЧС.

- 1) Введение распределенной схемы формирования модулированного оптического сигнала, содержащей набор маломощных высокоэффективных лазеров с непосредственной модуляцией и спектральным разделением каналов на базе стандартной сетки DWDM.

- 2) Использование в качестве среды замедления сигналов многосердцевинного оптического волокна.

3) Введение двухступенчатой схемы обработки (задержки) с промежуточным узлом суммирования и ретрансляции.

4) Введение оптической рециркуляционной схемы задержки.

Экспериментальная проверка предложенных принципов показала их реализуемость, эффективность и возможность увеличения максимального времени задержки до миллисекундного диапазона с шагом в микросекундном диапазоне при использовании значительно меньшей общей длины волокна, что улучшает габаритные характеристики устройства, дает возможность одновременного вывода всех градаций задержки и, наряду с меньшим энергопотреблением и отсутствием проблем электромагнитной совместимости, обеспечивает высокую конкурентоспособность волоконно-оптических СУДЗ-РЧС по сравнению с цифровой радиочастотной памятью.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России (шифр проекта RFMEFI 60715X0138).

Список литературы

1. Белкин М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 1. С. 103—120.
2. Белкин М. Е., Кудж С. А., Сигов А. С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона с использованием радиофотонной технологии // Российский технологический журнал. 2016. № 1 (10). С. 4—20.
3. Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing / Newberg I. L. [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Т. 38, № 5. С. 864—866.
4. Белкин М. Е., Белкин Л. М. Исследование эффективности применения полупроводникового лазерного излучателя для передачи многоканального аналогового сигнала СВЧ-диапазона // Нано- и микросистемная техника. 2009. № 11. С. 32—37.
5. Скларов О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 272 с.
6. Wurtz L. T., Wheless W. P. Design of a programmable 2—18 GHz microwave fiber-optic delay line // IEEE Southeastcon'97 Conference Proceedings. 1997. С. 11—19.
7. Optical frequency comb generator using optical fiber loops with single-sideband modulation / Kawanishi T., Sakamoto T., Shinada S. [et al.] // IEICE Electronics Express. 2004. Т. 1, № 8. С. 217—221.
8. Microwave photonic delay line signal processing / Diehl J. F. [et al.] // Applied Optics. 2015. Т. 54, № 31. С. F35—F41.
9. Design and performance of Ka-band fiber-optic delay lines / Urick V., Singley J., Sunderman C., Diehl J., Williams K. // NRL Memorandum Report, NRL/MR/5650—12-9456 (2012).
10. Design and performance of a 560-microsecond Ku-band binary fiber-optic delay line / Singley J., Diehl J., McDermitt C., Sunderman C., Urick V. // NRL Memorandum Report, NRL/MR/5650—14-9545 (2014).
11. Multi-core fiber design and analysis / Koshiha M. [et al.] // ECOC Technical Digest. 2011. P. 1—3.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Ministry of Education (project RFMEFI 60715X0138).

References

- [1] M. E. Belkin, "Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices: optimal decisions analysis," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 1, pp. 103–120, 2018. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.08
- [2] M. E. Belkin, S. A. Kudzh, and A. S. Sigov, "Novel principles of microwave band radioelectronic devices design with the use of microwave photonics technology," *Russ. Technol. J.*, no. 1, pp. 4–20, 2016. (In Russ.).
- [3] I. L. Newberg, C. M. Gee, G. D. Thurmond, and H. W. Yen, "Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 664–666, 1990.
- [4] M. E. Belkin and L. M. Belkin, "Research of Semicondutor Laser Productivity for Microwave-band Subcarrier Multiplexed Analog Signal Transmission," *J. nano Microsyst. Tech.*, no. 11, pp. 32–37, 2009. (In Russ.).
- [5] O. K. Sklyarov, *Volokonno-opticheskie seti i sistemy svyazi* [Fiber optic networks and communication systems]. Moscow: SOLON-Press, 2004. (In Russ.).
- [6] L. T. Wurtz and W. P. Wheless, "Design of a programmable 2–18 GHz microwave fiber-optic delay line," in *IEEE Southeastcon'97 Conference Proceedings*, 1997, pp. 11–19.
- [7] T. Kawanishi, T. Sakamoto, S. Shinada, et al., "Optical frequency comb generator using optical fiber loops with single-sideband modulation," *IEICE Electron. Express*, vol. 1, no. 8, pp. 217–221, 2004.
- [8] J. F. Diehl, "Microwave photonic delay line signal processing," *Appl. Opt.*, vol. 54, no. 31, pp. F35–F41, 2015.
- [9] V. Urick, J. Singley, C. Sunderman, J. Diehl, and K. Williams, "Design and performance of Ka-band fiber-optic delay lines. NRL Memorandum Report, NRL/MR/5650–12-9456," 2012.
- [10] J. Singley, J. Diehl, C. McDermitt, C. Sunderman, and V. Urick, "Design and performance of a 560-microsecond Ku-band binary fiber-optic delay line. NRL Memorandum Report, NRL/MR/5650–14-9545," 2014.
- [11] M. Koshiba et al., "Multi-core fiber design and analysis," *ECOC Tech. Dig.*, pp. 1–3, 2011.

The autodyne radio spectroscope: the brilliant invention of Ye. K. Zavoisky

V. Ya. Noskov

*Institute of Radioelectronics and Information Technologies,
Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin
32, Mira Str., Ekaterinburg, 610002, Russian Federation
noskov@oko-ek.ru*

Received on December 25, 2015

Abstract: *The present paper concerns the preconditions served as the basis for the scientific discovery of the phenomenon of paramagnetic resonance, the stages of its development are discussed. The first stage is associated with the invention of the principle of autodyne reception of radiotelegraph signals with the help of the Meissner oscillator in the beats mode (Henry Round, 1913). The next stage is the autodynes usage as transceivers of radio altimeters designed to determine the height of an aircraft above the Earth's surface (Ernst Alexanderson, 20-30s). At the 3rd stage, the autodyne sensors of proximity for remote fuses have been proposed for aircraft bombs and rocket projectiles (William Alan Stewart Butement, 1939) and sensors for anti-aircraft shells that can withstand mechanical overload during an artillery shot (Merle Antony Tuve). At that, the new compounds were used to fill the nodes of electronic circuits and for the first time – the technology of PCB. In physical experiments, the autodyne becomes a tool by which the discovery of the phenomenon of the electron paramagnetic resonance (EPR) was made. The associate professor of the Department of physics of Kazan State University Ye. K. Zavoisky became the author of this discovery, and the founder of a new direction in physics. Description of the operation principle is given and the acting device of the autodyne radiospectroscopy he created, which working model is illustrated in the museum-laboratory of Ye. K. Zavoisky in Kazan State University. The contribution of the development of the VHF range (together with P. M. Vinnik), as well as in the theory and technique of autodyne and super-regenerative reception of radio signals.*

Keywords: *history of science and technology, paramagnetic resonance, the museum and laboratory at Kazan University, P. M. Vinnik, autodyne, super-regenerative reception.*

For citation (IEEE): V. Ya. Noskov, “The autodyne radio spectroscope – the brilliant invention of Ye. K. Zavoisky,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 238–247, 2018. doi: 10.15826/icrt.2018.01.2.18

Автодинный радиоспектроскоп — гениальное изобретение Е. К. Завойского¹

Носков В. Я.

*Институт радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ,
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru*

Статья поступила 25 декабря 2015 г.

Аннотация: Рассмотрены предпосылки, послужившие основой для научного открытия Е. К. Завойским явления парамагнитного резонанса. Дано описание принципа действия и устройства созданного им автодинного радиоспектроскопа, действующий макет которого демонстрируется в музее-лаборатории Е. К. Завойского в Казанском государственном университете. Отмечен вклад Е. К. Завойского совместно с П. М. Винником в освоение УКВ-диапазона, а также в теорию и технику автодинного и сверхрегенеративного приема радиосигналов.

Ключевые слова: история науки и техники, парамагнитный резонанс, музей-лаборатория в Казанском университете, П. М. Винник, сверхрегенеративный прием.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Носков В. Я. Автодинный радиоспектроскоп — гениальное изобретение Е. К. Завойского // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1, № 2. С. 238—247.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Носков, В. Я. Автодинный радиоспектроскоп — гениальное изобретение Е. К. Завойского / В. Я. Носков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2018. — Т. 1, № 2. — С. 238—247.

1. Introduction

In the history of Radio Engineering scientific direction related to studying and practical application of “autodynes”, we may emphasize the several stages of its origin, coming into being and development. The first stage relates to invention of the autodyne principle of radio-telegraph signals reception with the help of the Meissner oscillator in the beat mode. This principle was suggested by an engineer of the British Company *Marconi’s Wireless Telegraphy* known by name Henry

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2015 (Севастополь, РФ, 6—12 сентября 2015 г.).

Round in 1913 [1]. The next stage on the boundary of 1920's - 1939 relates to autodyne application as the transceivers of the radio-wave altimeters designed for determination of true flight height of the aircraft over the Earth surface [2, 3]. To our opinion, Ernst Alexanderson was successful here, who was the one star of the constellation of great inventors of Radio Engineering and the founder of the breakthrough in the beginning of 20th century in radio-telecommunication technologies [4]. He offered several engineering solutions for radio-altimeters and warning systems for aircraft collision in their flights in the airport region.

Essential contribution to autodyne development was made during the Second World War when the Britain scientist *William Alan Stewart Butement* in 1939 had suggested the autodyne "proximity" sensors for proximity fuses to the ammunitions [5, 6]. These fuses were directed in the initial period to designing of aviation bombs and the reactive shells, on the board of which the mechanical influences to the electronic elements were relatively rather small. Nevertheless, the technologic possibilities in Britain during these years did not permit the industrial model of the proximity fuse for anti-craft guns which may withstand the mechanical overloads at the artillery shot. The excellent scientific manager, the well-known American scientist-physicist *Merle Antony Tuve* had managed with this problem. At creation of new product, which sufficiently increase the artillery effectiveness, he managed to concentrate efforts of many scientists and engineers from the very different companies and universities, to implement the modern engineering and technology novelties. During undertime, the crash-proved electronic valves and the miniature components were developed, which were used earlier in the hearing-aid devices; new types of plastics and compounds for filling the units of electronic circuits; power sources providing the prolonged storage without loosing of electric capacity; for the first time, at industrial equipment manufacture, the printed-circuit technology and many other achievements.

A principally new area of autodyne application in those war years was their utilization in physics. At that, the autodyne itself was a tool, with the help of which the important discovery for the science of the phenomenon of electronic paramagnetic resonance (EPR) was made and arrives the new direction in physics — the radio-spectroscopy. The author of this discovery and a founder of new direction in physics is associate professor of Physics Department Dr. Yevgeny K. Zavoisky [3] (see Fig. 1). Materials and expositions of the Museum-Laboratory of Ye. K. Zavoisky acting in the Kazan State university from September, 1997, are dedicated to this event and the private and creative biography of the author². In this paper, basing on materials of this museum and other sources, the analysis of the historical retro-perspective of creation and development of the autodyne radio-spectrometer, is carried out.

² <http://kpfu.ru/museums/muzej-laboratoriya-ekzavojnskogo> (accessed: 15.11.2015)



Fig. 1. Ye. K. Zavoisky, an associate professor of physics of Kazan State University.

Рис. 1. Доцент кафедры физики Казанского университета Е. К. Завойский

2. Preconditions of autodyne radio-spectrometer creation

A phenomenon of oscillation mode dependence upon the influence of any factors' impact, including the proper reflected radiation, on its oscillating system, which was later called the autodyne effect, was discovered still at the beginning of radio engineering development. This effect was observed in the valve transmitters designed on the so-called "simple circuit", in which an antenna was directly connected to the tank of the stage with self-oscillations [3]. It was noticed that random variations of antenna parameters, for example, at its swinging by the wind, caused variations of amplitude and frequency of generated signal as well as variations of the direct current in the power supply circuit.

Unwanted oscillator property for transmitters to change the oscillations' parameters under influence of external impacts served as a prototype for development of the full class of measuring instruments, which were called in the modern metrology literature as "measuring oscillators" [3]. Their operation principle, at bottom, is based on the autodyne effect – they realize a registration of oscillator response on the external informative impact. In 1930's this area of activity formed at the turn of radio-physics, the nonlinear oscillations theory and instrumentation, was fully defined into independent scientific direction.

Scientific interests of Ye. K. Zavoisky, who was graduated from Kazan State University in 1930 and entered at the same year at the PhD course, were formed exactly in this direction. The main aim of his researches was initially the increase of frequency of generated oscillations on the basis of electronic valves developed at this time. Oscillators with the inhibitory field (circuit of Barkhausen-Kurz) had the greatest prospects in this direction, with which he actively

worked. Besides, his interests related to studying of the different factor influence on the operation mode of the UHV oscillator. The length and thickness of conductors of external circuits of valve anode and grid were among these factors, as well as the approaches of the unauthorized subjects near the parts of the oscillator and variations of the modes of anode supply and the valve filament.



Fig. 2. Employees of the Central laboratory of radio, P. M. Winnik stands second from the right.

Рис. 2. Сотрудники Центральной радиотехнической лаборатории, стоит второй справа — П. М. Винник

The most important results of different researches and development of UHF oscillators by Ye. K. Zavoisky were obtained in the Central Laboratory of the plant named after Komintern in Leningrad, where he was directed at scientific and technology training in 1931 [7]. In this lab, together with P. M. Winnik (see Figure 2), the new circuit solutions of the valve oscillators were offered, which permitting the increase their limiting oscillation frequency, the power and efficiency (see Figure 3) [8]. The super-regenerative operation mode was comprehensively studied as well as the original circuit of the new super-regenerative receiver was proposed in which the functions of the detector device was simultaneously implemented by the oscillator and the triode that loads its oscillating circuit [9].

After brilliant defense of PhD thesis in the beginning of 1933 on theme “Research of super-regenerative effect and its theory”, Ye. K. Zavoisky became the Head of Department of Physics of Kazan State University and continued the research activity actively. The deep knowledge and experience in the development of UHF oscillators obtained during PhD course, representations of operation modes of these oscillators as well as wide erudition in different areas of knowledge promoted him in successful development of new scientific direction

related to studying of physical-chemical properties of substances [9, 10]. The interest to this direction was also caused by success of foreign scientists in the field of the atom nuclear structure studying with the help of electromagnetic radiation.

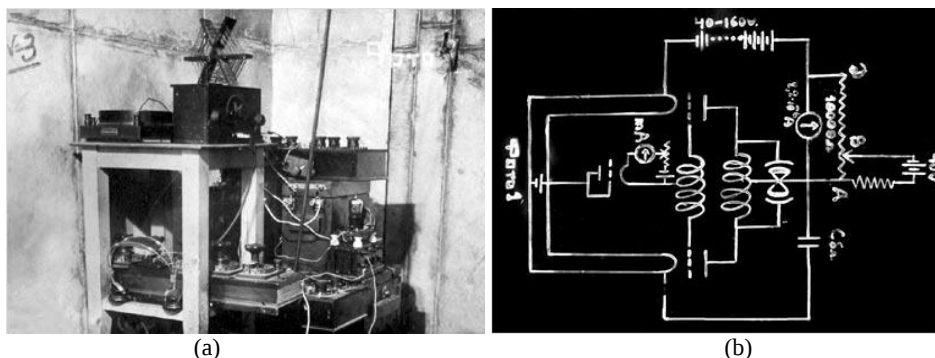


Fig. 3. Experimental setup (a) and Winnik-Zavoisky VHF transmitter circuit (b).

Рис. 3. Экспериментальный стенд (a) и схема УКВ-передатчика Винника — Завойского (b)

In his publication “Measuring method of excitation potential of atoms and molecules” (1936) Ye. K. Zavoisky proved a possibility of molecules excitation by electrons accelerated by high-frequency electrical fields. The phenomenon was experimentally discovered that there is an absorption of the electric component of electromagnetic field of the UHF oscillator at its definite operation mode with substances. At that, the variation of anode and grid currents in the valve oscillator was observed. In modern interpretation, this phenomenon can be understood as the auto-detection phenomenon of the autodyne response and it was called as “grid current method”.

In 1941, after acknowledgement with publications of the Dutch physicist *Cornelis Jacobus Gorter* on paramagnetic relaxation and his attempts to determine the magnetic moments of atom nucleus, Ye. K. Zavoisky decided to repeat these experiments but not to use the “calorimetric” Gorter method, rather than his own the more sensible autodyne method. Nevertheless, he did not manage to finish his own experiments since it was necessary to switch to military subjects. At the end of 1943, he returned to the work on determination of magnetic moments of atomic nuclei using the more sensible equipment and the method of magnetic field modulation. The date of his discovery of EPR phenomenon is January 21, 1944. In this day Ye. K. Zavoisky for the first time observed in the oscilloscope screen the signal of resonance absorption, which view he transferred on the tracing-paper.

3. Structure and operation principle of the autodyne radio-spectroscope

The setup developed by Ye. K. Zavoisky consisted of the welding transformer with connection of the coil-solenoid, an ammeter, an autodyne oscillator, the Abbot profiling meter and an oscilloscope (Figure 4). In the solenoid coil with diameter of 12 centimeters, which contained of 6 turns of copper wire, there was founded the alternative magnetic field of the low frequency (50 Hz). This coil was powered from the secondary winding of the welding transformer, whose primary winding was connected the AC net through the rheostat providing adjustment of the current value. The value of the magnetic field created by the solenoid was determined on the base of AC current. At that, the factor of proportionality between the magnetic field and the current was determined experimentally.



Fig. 4. Zavoisky's experimental set to study the electron paramagnetic resonance.

Рис. 4. Экспериментальная установка Е. К. Завойского для изучения ЭПР

In the solenoid magnetic field, the radio-frequency coil L of the high-frequency autodyne oscillator (10 MHz) was placed, which was developed on the valve R-5 or CSCH-182 in the circuit with capacity feedback (Figure 4). The paramagnetic under consideration was placed in the coil soldered in the waterproof celluloid ampoule. If to place the paramagnetic in the AC magnetic field of the radio-frequency oscillator, which was oriented at right angle to solenoid field, then the sample may absorb the high-frequency energy feeding to the coil from the oscillator. This absorption is observed in that case only if the oscillator frequency coincides with the precession frequency of magnetic moments of electron under measurement. The sense of the phenomenon of elec-

tronic paramagnetic resonance is in this description, which consists in the resonance absorption of electromagnetic radiation by not-paired electrons.

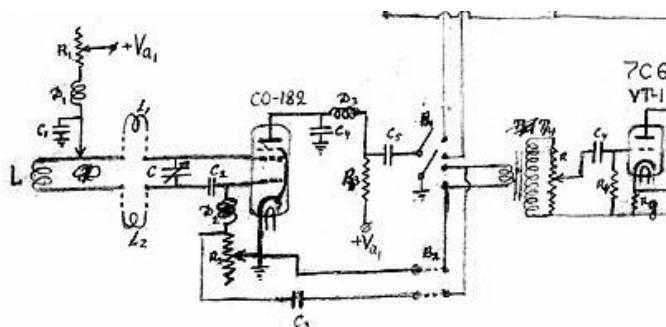


Fig. 5. Schematic diagram of Zavoisky's autodyne experimental bench.

Рис. 5. Принципиальная схема автодинной части экспериментального стенда
Е. К. Завойского

To fix the EPR signal, it is possible based on variation of oscillation amplitude in the moment when the AC solenoid field passed through the resonance value or by the variation of oscillator grid current. To record these rather small variations the amplifier of low frequency was used (see on the right from the T4 transformer in Figure 5), on output of which the signal was recorded either by the help of milliammeter or on the oscilloscope screen.

4. Conclusions

From performed analysis of historical retrospective review of creation and development of the autodyne radio-spectrometer we see that the Zavoisky's phenomenon as the great scientist whose contribution was essential for not only in physics but in the theory and practice of autodyne and super-regenerative systems, was based on his deep knowledge and erudition in the various directions of science and engineering. To confirm and develop this conclusion we give the opinion of professor Ya. I. Frenkel, which was the first who attempted the first try of phenomenological theory creation of the electronic spin resonance (see footnote on p. 240): «Associate professor of Kazan State University Yevgeny K. Zavoisky with his scientific qualification is a long time ago outgrows his PhD degree and for pedagogic experience – the modest position of associate professor. He is a talented physicist with the very large erudition in different areas of experimental and engineering physics (especially in radio-physics and in oscillation theory) and the accurate experimentalist capable to solve (often at the present the very limited means) the extremely complicated experimental problems. His Doctor of Scienc-

es thesis expressively justifies of the remarkable experimental art of Ye. K. Zavoisky, in which the method of measurement of magnetic losses developed by him by means of reaction on the high-frequency oscillator – the method that is by hundreds times more sensible than those applied earlier, and which permitted the author to obtain the new extremely interesting experimental results concerning to magnetic properties of atoms, ions and electrons in paramagnetic bodies”.

Financing sources and acknowledgements

The paper is prepared on results of investigations performed in accordance with the order 211 of the Russian Federation Government, contract No. 02.A03.21.0006. The author expresses his gratitude to Museum-Laboratory of Zavoisky in Kazan State University in the person of its founder and director Mr. I. I. Silkin for the open presentation materials in Internet as well as to Natalia E. Zavoiskaya for interest and for support of this paper.

References

- [1] V. Y. Noskov, “Henry Round – ‘an unknown genius’ of radio engineering, inventor of autodyne method of reception,” in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*, 2013, pp. 48–50. (In Russ.).
- [2] V. Y. Noskov, “Doctor Ernst Alexanderson – from alternators to autodynes,” in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 61–63. (In Russ.). doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959290
- [3] V. Y. Noskov and S. M. Smolskiy, “Centenary of the autodyne: historical essay of main stages and development directions of autodyne systems,” *Radiotekhnika*, no. 8, pp. 91–101, 2013. (In Russ.).
- [4] V. M. Pestrikov, *Era bezlampovykh ustroystv besprovodnoi peredachi informatsii* [Era of tubeless devices for wireless data transmission]. Sevastopol: Weber, 2011. (In Russ.).
- [5] G. B. Malykin, V. Y. Noskov, and S. M. Smolskiy, “Near beginnings of autodyne research in the USSR,” *Radiotekhnika*, no. 6, pp. 20–23, 2012. (In Russ.).
- [6] V. Y. Noskov, “The history of invention and development of autodyne proximity fuzes,” in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*, 2013, pp. 26–29. (In Russ.).
- [7] V. G. Bartenev, “Pervye raboty v SSSR v oblasti UKV. K 90-letiyu sozdaniya Tsentral’noi radiolaboratorii v Leningrade [The first work in the USSR in the field of UHF. On the 90th anniversary of the Central Radio-laboratory in Leningrad],” *Sovrem. Elektron.*, no. 7, pp. 76–78, 2013. (In Russ.).
- [8] P. M. Vinnik and Y. K. Zavoyskiy, “Novyi sposob generirovaniya ul’trakorotkikh voln [A new method for ultrashort wave generation],” *Vestn. elektrotekhniki*, no. 11–12, pp. 461–464, 1931. (In Russ.).
- [9] P. M. Vinnik and Y. K. Zavoyskiy, “Ustroistvo dlya priema i detektirovaniya elektricheskikh kolebaniy [A device for electrical oscillation receiving and detection],” SU Pat. 28546, 1932. (In Russ.).
- [10] Y. K. Zavoyskiy, “O nekotorykh protsessakh, protekayushchikh v gaze, nakhodyashchetsya v vysokochastotnom elektricheskom pole [On processes occurring in the gas in the high-frequency electric field],” *Uchenye Zap. Kazan. Univ.*, vol. 96, no. 4–5, pp. 133–140, 1936. (In Russ.).

- [11] Y. K. Zavoisky, B. M. Kozyrev, and A. V. Nesmelov, "Issledovanie nekotorykh fizicheskikh i khimicheskikh deistvii ul'trakorotkikh voln [A study of certain VHF physical and chemical effects]," *Uchyonyye Zap. KGU im. Ulyanova-Lenina. Seriya Fiz. Nauk*, vol. 94, pp. 6–37, 1934. (In Russ.).

Источники финансирования и выражение признательности

Статья подготовлена по результатам исследований, проведенных в соответствии с постановлением № 211 Правительства Российской Федерации (договор № 02.A03.21.0006). Автор выражает благодарность И. И. Силкину, основателю и директору музея-лаборатории Е. К. Завойского Казанского государственного университета, а также Н. Е. Завойской за интерес и поддержку данной работы.

Список литературы

1. Носков В. Я. Генри Раунд — «неизвестный гений» радиотехники, изобретатель автодина // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013 (Севастополь, 8—13 сент. 2013 г.). 2013. Т. 1. С. 48—50.
2. Носков В. Я. Доктор Эрнст Александерсон — от машинных генераторов к автодинам // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2014 (Севастополь, 7—13 сент. 2014 г.). 2014. С. 61—63.
3. Носков В. Я., Смольский С. М. Сто лет автодину : исторический очерк основных этапов и направлений развития автодинных систем // Радиотехника. 2013. № 8. С. 91—101.
4. Пестриков В. М. Эра безламповых устройств беспроводной передачи информации. Севастополь : Вебер, 2011. 185 с.
5. Малыкин Г. Б., Носков В. Я., Смольский С. М. У истоков автодинной тематики в СССР // Радиотехника. 2012. № 6. С. 20—23.
6. Носков В. Я. История зарождения и развития автодинных радиовзрывателей // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2013 (Севастополь, 8—13 сент. 2013 г.). 2013. С. 26—29.
7. Бартенев В. Г. Первые работы в СССР в области УКВ. К 90-летию создания Центральной радиолaborатории в Ленинграде // Современная электроника. 2013. № 7. С. 76—78.
8. Винник П. М., Завойский Е. К. Новый способ генерирования ультракоротких волн // Вестник электротехники (Ленинград). 1931. № 11/12. С. 461—464.
9. Винник П. М., Завойский Е. К. А. с. 28546 (СССР). Устройство для приема и детектирования электрических колебаний. Опубл. 31.12.1932.
10. Завойский Е. К. О некоторых процессах, протекающих в газе, находящемся в высокочастотном электрическом поле // Ученые записки Казанского университета. 1936. Т. 96, № 4/5. С. 133—140.
11. Завойский Е. К., Козырев Б. М., Несмелов А. В. Исследование некоторых физических и химических действий ультракоротких волн // Ученые записки КГУ им. Ульянова-Ленина. Серия физических наук. 1934. Т. 94. С. 6—37.