ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Мелентьев В. С., Поздеева Е. В., Пескова А. С. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННОГО НА СРАВНЕНИИ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Трофимов В. Ю., Шахмейстер Л. Е. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ВРЕМЕННОГО ИНТЕРВАЛА В ЦИФРОВОЙ КОД

Санников С. П., Побединский В. В., Бородулин И. В., Черницын М. А., Кузьминов Н. С. ЗАВИСИМОСТЬ ПАДЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА ПРИ РАДИОЧАСТОТНОМ МОНИТОРИНГЕ ЛЕСНОГО ФОНДА ОТ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Квитка Ю. С., Алимурадов А. К., Чураков П. П., Грачев А. В. ПОДАВЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ ЭХОСИГНАЛОВ МЕТОДОМ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕМЕНТАРНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ 5

13

23

№ 3 (17)**, 20**1

Кудрявцева Д. А., Цыпин Б. В. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ КРЕМНИЕВОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ

Демин А. Н., Смыслов В. И., Потапов Т. В. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОСНОВНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА ФАРАДЕЯ В Bi12SiO20 И Bi12GeO20

Савенков А. В., Першенков П. П.

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ УРОВНЕМЕРОВ

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Сидорова И.А.

НОВЫЙ ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

61

54

40

MEASURING. MONITORING. MANAGEMENT. CONTROL

Scientific-production journal

CONTENT

GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNOLOGY

Melent'ev V. S., Pozdeeva E. V., Peskova A. S. THE ANALYSIS OF THE ERROR OF THE METHOD OF THE DETERMINATION OF PARAMETERS OF SIGNALS BASED ON COMPARING OF THE INSTANTANEOUS VALUES OF THEIR ORTHOGONAL COMPONENTS

Trofimov V. Yu., Shakhmeyster L. E.

USE OF MICROCONTROLLERS WHEN TRANSFORMING THE TIME INTERVAL TO THE DIGITAL CODE

Sannikov S. P., Pobedinsky V. V., Borodulin I. V., Chernitsyn M. A., Kuzminov N. S. THE DEPENDENCE OF THE FALL OF THE SIGNAL POWER ON THE PARAMETERS OF THE FOREST ENVIRONMENT WHEN THE RADIO FREQUENCY OF FOREST MONITORING

THE MEASUREMENT OF ELECTRICAL AND MAGNETIC QUANTITIES

Kvitka Yu. S., Alimuradov A. K., Churakov P. P., Grachev A. V. SUPPRESSION ACOUSTIC ECHO METHOD OF ADAPTIVE FILTERING BASED ON COMPLEMENTARY MULTIPLE DECOMPOSITION ON EMPIRICAL FASHION

Kudryavtseva D. A., Tsypin B. V.

THE STUDY OF TEMPERATURE INFLUENCE ON THE OUTPUT SIGNAL OF A SILICON RESONANT PRESSURE TRANSDUCER

30

40

№ 3 (17)**, 201**0

5

13

Demin A. N., Smyslov V. I., Potapov T. V. EXPERIMENTAL STUDIES OF THE BASIC ERROR OF MEASUREMENT OF FIBER-OPTIC ELECTRIC CURRENT SENSOR BASED ON FARADAY EFFECT IN Bi₁₂SiO₂₀ AND Bi₁₂GeO₂₀

Savenkov A. V., Pershenkov P. P. SOME ASPECTS OF DESIGN ULTRASONIC LEVEL METERS

INFORMATION-MEASURING AND CONTROL SYSTEM

Sidorova I. A.

NEW APPROACH TO IMPROVEMENT OF THE INTEGRATING MEASURING TRANSDUCERS FOR INFORMATION AND MEASURING SYSTEMS

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.317

В. С. Мелентьев, Е. В. Поздеева, А. С. Пескова

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ, ОСНОВАННОГО НА СРАВНЕНИИ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ¹

V. S. Melent'ev, E. V. Pozdeeva, A. S. Peskova

THE ANALYSIS OF THE ERROR OF THE METHOD OF THE DETERMINATION OF PARAMETERS OF SIGNALS BASED ON COMPARING OF THE INSTANTANEOUS VALUES OF THEIR ORTHOGONAL COMPONENTS

Аннотация. Актуальность и цели. Предметом исследования является метод определения параметров, основанный на пространственном и временном разделении мгновенных значений гармонических сигналов. Целью работы является исследование нового метода определения параметров гармонических сигналов, реализация которого предусматривает формирование ортогональных составляющих напряжения и сравнение их мгновенных значений. Материалы и методы. Предложен подход к определению параметров на основе формирования только дополнительного напряжения и измерении мгновенных значений сигналов, распределенных в пространстве и во времени. При анализе погрешности, обусловленной отклонением реальных сигналов от принятой гармонической модели, используется известная методика, основанная на оценке погрешности результата измерения параметра как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, характеризующей отклонение модели от реального сигнала в соответствующих точках. Результаты. Использование нового подхода к определению параметров гармонических сигналов позволило разработать метод, в котором, в отличие от большинства известных методов, основанных на использовании дополнительных сигналов, формируется только одно дополнительное напряжение и измеряются только мгновенные значения входного напряжения и тока. Это значительно сокращает аппаратурные затраты при его реализации. Приведены результаты оценки влияния степени отклонения реальных сигналов от гармонической модели на результирующую погрешность определения параметров. Выводы. Реализация разработанного метода определения информативных параметров обеспечивает существенное сокращение аппаратурных затрат. Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность определения информативных параметров при отклонении входных сигналов от гармонической модели, а также выбирать параметры

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 16-08-00252 A).

измерительного процесса в соответствии со спектральным составом сигналов и требованиями по точности измерения.

A b s t r a c t. Background. Object of research is the method of determination of parameters based on space and time division of the instantaneous values of harmonic signals. The purpose of operation is research of a new method of determination of parameters of harmonic signals which implementation provides formation of orthogonal components of voltage and comparing of their instantaneous values. Materials and methods. Approach to determination of parameters on the basis of formation only of additional voltage and measurement of the instantaneous values of the signals distributed in space and in time is offered. In the analysis of error due to deviation of the real signal from the harmonic model, used a known method based on the estimation of uncertainty of measurement parameter, as a function, the arguments of which are assigned approximately with an error describing the deviation of the model from the real signal at appropriate points. Results. Use of new approach to determination of parameters of harmonic signals allowed to develop a method in which, unlike the majority of the known methods based on use of additional signals only one additional voltage is created and only the instantaneous values of input voltage and current are measured. It considerably reduces instrumental expenses in case of its implementation. Results of an impact assessment of a level of a deviation of real signals from harmonic model on a resultant error of determination of parameters are given. Conclusions. Implementation of the developed method of determination of the informative parameters provides essential abbreviation of instrumental expenses. The results received in operation allow to evaluate an error of determination of informative parameters in case of a deviation of input signals from harmonic model, and also to select parameters, according to spectral content of signals and requirements for measuring accuracy.

Ключевые слова: параметры, гармонический сигнал, мгновенные значения, дополнительные сигналы, ортогональные составляющие, фазосдвигающий блок, погрешность.

K e y w o r d s: parameters, harmonic signal, the instantaneous values, additional signals, orthogonal components, the phase-shifting block, an error.

Введение

При измерении параметров периодических сигналов, форма которых близка к гармонической модели, может быть успешно использован аппроксимационный подход, заключающийся в определении информативных параметров по отдельным мгновенным значениям сигналов с последующей оценкой погрешностей, обусловленных отклонением принятой модели от реальных сигналов [1].

При определении параметров гармонических сигналов (ПГС) значительное сокращение времени измерения может быть достигнуто за счет пространственного разделения их мгновенных значений, т.е. путем формирования дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных [2].

Упрощение алгоритма измерения ПГС и сокращение аппаратурных затрат могут обеспечить методы, в которых в качестве дополнительных сигналов используются ортогональные составляющие входных [3].

Авторами разработан ряд методов [4, 5], в которых осуществляется формирование ортогональных составляющих как напряжения, так и тока. Однако это приводит к усложнению средств измерения, реализующих методы, и появлению дополнительных инструментальных погрешностей [6].

Данные недостатки могут быть частично устранены при использовании методов, в которых производится формирование только дополнительного напряжения, а для определения ПГС используются мгновенные значения как входного, так и дополнительного напряжений [7, 8]. Однако это может привести к появлению дополнительных погрешностей при реализации методов. В работе [9] авторами предложен новый метод определения ПГС, в котором формируется дополнительный сигнал напряжения и производится измерение только мгновенных значений входного напряжения и тока.

В статье проводится анализ погрешности данного метода, обусловленной отклонением реальных сигналов от гармонической модели.

Метод определения параметров на основе сравнения гармонических составляющих сигналов

В соответствии с методом формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90°; в момент равенства входного и дополнительного напряжений измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока; через интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока и определяют ПГС по измеренным значениям.

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 1.



Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Для гармонических входных напряжения $u_1(t) = U_m \sin\omega t$ и тока $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$ дополнительное напряжение примет вид

$$u_2(t) = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = U_m \cos \omega t$$

где U_m , I_m – амплитудные значения напряжения и тока; ω – угловая частота входного сигнала; φ – угол сдвига фаз между напряжением и током.

В момент равенства $u_1(t)$ и $u_2(t)$ (момент времени t_1) выражения для мгновенных значений сигналов примут вид

$$U_{11} = U_m \sin \alpha_1; \ U_{21} = U_m \cos \alpha_1; \ I_{11} = I_m \sin \alpha_2,$$

где α_1 , α_2 – начальные фазы напряжения и тока в момент времени t_1 .

Мгновенные значения U_{11} и U_{21} будут равны при угле $\alpha_1 = \frac{\pi}{4} + \pi l$, где l = 0, 1. В этом случае мгновенные значения сигналов будут иметь вид

$$U_{11} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \ I_{11} = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4}\right)$$

Через интервал времени Δt (в момент времени t_2) мгновенные значения сигналов будут равны:

$$U_{12} = U_m \sin\left(\frac{\pi}{4} + \omega\Delta t\right); \ I_{12} = I_m \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4} + \omega\Delta t\right)$$

Используя мгновенные значения сигналов, можно получить выражения для определения основных ПГС:

- среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\rm CK3} = |U_{11}|;$$
 (1)

$$I_{\rm CK3} = \frac{\left[\left(I_1 U_{12} - I_2 U_{11} \right)^2 + \left(I_2 U_{11} - I_1 \sqrt{2U_{11}^2 - U_{12}^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{U_{12} - \sqrt{2U_{11}^2 - U_{12}^2}};$$
(2)

- активная (AM) и реактивная (PM) мощности:

_ ∞

$$P = \frac{|U_{11}| \left(I_2 U_{11} - I_1 \sqrt{2U_{11}^2 - U_{12}^2} \right)}{U_{12} - \sqrt{2U_{11}^2 - U_{12}^2}};$$
(3)

$$Q = \frac{|U_{11}| (I_1 U_{12} - I_2 U_{11})}{U_{12} - \sqrt{2U_{11}^2 - U_{12}^2}}.$$
(4)

Анализ погрешности, обусловленной отклонением реальных сигналов от гармонической модели

Рассматриваемый метод предназначен для определения ПГС. Если реальные сигналы отличаются от гармонической модели, то возникает методическая погрешность.

Проведем анализ погрешности метода, используя предложенную в [10] методику оценки погрешности результата вычисления функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью соответствующей отклонению модели от реального сигнала.

Будем считать, что абсолютные погрешности аргументов соответствуют наибольшему отклонению моделей от реальных сигналов. Тогда, используя (1)–(4), можно определить относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{\rm CK3}} = \frac{\sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}};$$
(5)

(6)

$$\delta_{I_{\text{CK3}}} = \frac{\sqrt{2\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \left|\sin \omega \Delta t\right|}} \left[\left|\sin \varphi \left(\sin \omega \Delta t + \cos \omega \Delta t\right) - \cos \varphi \left(\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t\right)\right| + \right]$$

$$+\left|\cos\varphi - \sin\varphi\right| + \frac{\sqrt{2}\sum_{k=2}^{\infty}h_{uk}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty}h_{ik}^{2}}\left|\sin\omega\Delta t\left(\cos\omega\Delta t - \sin\omega\Delta t\right)\right|} \left\{\left|(\cos\varphi - \sin\varphi\right) \times \left[\cos\left(2\omega\Delta t + \varphi\right) - \sin\varphi\right]\right| + \left|\sin\omega\Delta t\cos2\varphi + \cos\omega\Delta t\left(\sin2\varphi - 1\right)\right|\right\};$$

2016, № 2 (16)

$$\gamma_{P} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left| \cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t \right| + 1}{2\sqrt{2}\sqrt{2}\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \left| \sin \omega \Delta t \right|} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2\sqrt{2}\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \left| \sin \omega \Delta t \left(\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t \right) \right|} \right| \\ \times (\cos \varphi - \sin \varphi) + \cos \varphi (\cos^{2} \omega \Delta t - 3\sin^{2} \omega \Delta t) - \sin \varphi + \left| \sin \varphi (\cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t) + \cos \varphi (\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t) \right| \right];$$
(7)

$$\gamma_{Q} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left| \cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t \right| + 1}{2\sqrt{2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \left| \sin \omega \Delta t \right|} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2\sqrt{2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \left| \sin \omega \Delta t \left(\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t \right) \right|} \times \left[\left| \cos 2\omega \Delta t \left(\cos \varphi + \sin \varphi \right) - 2 \sin \varphi \right| + \left| \sin \varphi \left(\cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t \right) + \cos \varphi \left(\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t \right) \right| \right], \quad (8)$$

где $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$ и $h_{ik} = \frac{I_{km}}{I_{1m}}$ – коэффициенты k-х гармоник напряжения и тока; U_{1m} и I_{1m} – ам-

плитуды первых гармоник сигналов; $U_{km}\,$
и $\,I_{km}\,$ – амплитуды k-х гармоник напряжения и тока.

Из анализа выражения (5) следует, что относительная погрешность определения СКЗ напряжения зависит только от спектра сигнала.

Погрешности определения остальных параметров зависят от угла сдвига фаз между первыми гармониками напряжения и тока φ и интервала времени Δt .

Графики зависимости относительной погрешности определения СКЗ тока от угла φ и $\omega\Delta t$ при наличии в сигналах первой и третьей гармоники с коэффициентами $h_{u3} = h_{i3} = 0,2\%$, полученные в соответствии с (6), приведены на рис. 2.



Рис. 2. Графики зависимости $\delta_{I_{CK3}}$ от φ и $\omega \Delta t$

На рис. 3 и 4 представлены графики зависимости приведенных погрешностей определения АМ и РМ от угла ϕ и $\omega \Delta t$ при наличии в сигналах первой и третьей гармоники с коэффициентами $h_{u3} = h_{i3} = 0,2$ % согласно (7) и (8).



Рис. 3. Графики зависимости погрешности γ_P от φ и $\omega \Delta t$



Рис. 4. Графики зависимости погрешности γ_Q от φ и $\omega \Delta t$

Анализ рис. 2–4 показывает существенную зависимость погрешностей измерения параметров сигналов от $\omega \Delta t$. Меньшие значения погрешностей имеют место при $\omega \Delta t = 80-140^{\circ}$. Резкое возрастание погрешностей в окрестностях $\omega \Delta t = 45^{\circ}$ обусловлено тем, что при данном угле $\cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t = 0$ и знаменатели в выражениях (6)–(8) обращаются в ноль.

Заключение

Таким образом, разработанный метод позволяет определять все основные параметры гармонических сигналов. В нем, в отличие от большинства известных методов, основанных на использовании дополнительных сигналов, формируется только одно дополнительное напряжение и измеряются только мгновенные значения входного напряжения и тока. Это значительно сокращает аппаратурные затраты при его реализации.

Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность определения ПГС при отклонении входных сигналов от гармонической модели, а также выбирать параметры измерительного процесса (Δt) в соответствии со спектральным составом сигналов и требованиями по точности измерения.

Список литературы

- Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
- Мелентьев, В. С. Синтез и анализ методов оперативного измерения параметров периодических процессов на основе формирования дополнительных сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XVI Междунар. конф. – Самара : Самарский научный центр РАН, 2014. – С. 717–722.
- Мелентьев, В. С. Сокращение времени измерения параметров гармонических сигналов на основе использования их ортогональных составляющих / В. С. Мелентьев, В. В. Муратова, Е. В. Павленко // Современные инструментальные системы, информационные технологии и инновации : сб. науч. тр. XI Междунар. науч.-практ. конф. – Курск : ЮЗГУ, 2014. – Т. 3. – С. 67–71.
- Мелентьев, В. С. Совершенствование методов и средств измерения параметров гармонических сигналов на основе сравнения их ортогональных составляющих / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Пескова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 34–40.
- Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Синицын // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3 (35). – С. 84–89.
- Мелентьев, В. С. Анализ погрешности реализации метода измерения параметров сигналов на основе формирования ортогональных составляющих напряжения / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, Е. В. Павленко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2015. № 1. С. 23–30.
- Мелентьев, В. С. Синтез и анализ методов оперативного измерения параметров периодических процессов на основе формирования дополнительных сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XVI Междунар. конф. – Самара : Самарский научный центр РАН, 2014. – С. 717–722.
- Мелентьев, В. С. Сокращение времени измерения параметров за счет использования мгновенных значений входных и дополнительных гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, Е. В. Поздеева, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 1 (15). – С. 48–55.
- Мелентьев, В. С. Метод и система измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих сигналов / В. С. Мелентьев, В. В. Муратова, Е. Е. Ярославкина // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. 2013. № 4 (40). С. 206–209.
- 10. Мелентьев, В. С. Анализ погрешности измерения параметров периодических сигналов из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели / В. С. Мелентьев // Современные материалы, техника и технологии. 2015. № 3 (3). С. 172–178.

Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационно-измерительной техники, Самарский государственный технический университет, (Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244) E-mail: vs mel@mail.ru

Поздеева Елена Владиславовна

аспирант, Самарский государственный технический университет, (Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244) E-mail: yaelenkapavlenko@yandex.ru

Пескова Анастасия Сергеевна

аспирант, Самарский государственный технический университет, (Россия, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244) E-mail: yaelenkapavlenko@yandex.ru

Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor, head of sub-department of information and measuring technique, Samara State Technical University (244 Molodogvardeyskaya st., Samara, Russia)

Pozdeeva Elena Vladislavovna

postgraduate student, Samara State Technical University (244 Molodogvardeyskaya st., Samara, Russia)

Peskova Anastasiya Sergeevna

postgraduate student, Samara State Technical University (244 Molodogvardeyskaya st., Samara, Russia)

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Анализ погрешности метода определения параметров сигналов, основанного на сравнении мгновенных значений их ортогональных составляющих / В. С. Мелентьев, Е. В. Поздеева, А. С. Пескова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 5–12.

В. Ю. Трофимов, Л. Е. Шахмейстер

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ВРЕМЕННОГО ИНТЕРВАЛА В ЦИФРОВОЙ КОД

V. Yu. Trofimov, L. E. Shakhmeyster

USE OF MICROCONTROLLERS WHEN TRANSFORMING THE TIME INTERVAL TO THE DIGITAL CODE

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Целью работы являются измерения коэффициента преобразования дифференциального частотного датчика с помощью двух возможных методов и анализ полученных погрешностей, связанных с использованием этих методов. *Материалы и методы.* Измерение коэффициента преобразования дифференциального частотного датчика целесообразно осуществлять либо измерением разностной частоты каналов датчика с дополнительным измерением задержки поступления импульсов со второго канала относительно импульсов с первого канала датчика в начале и конце периода измерения разностной частоты, либо измерением частот каждого канала по отдельности. *Результаты.* Вариант измерения разностной частоты без учета задержек имеет погрешность дискретности определения коэффициента преобразования, примерно в 20 раз больше погрешности других вариантов. Погрешность определения коэффициента преобразования, обусловленная дискретностью измерений, при измерении разностной частоты с учетом измерения задержек равна аналогичной погрешности при измерении частот каждого канала датчика. *Выводы.* Погрешности измерения коэффициента преобразования, алчика при использовании рассмотренных методов практически одинаковы.

A b s t r a c t. Background. The aim is the conversion coefficient of the differential frequency sensor using two possible methods and the analysis of the obtained errors associated with the use of these methods. *Materials and Methods*. Measurement of the transformation coefficient of the differential frequency sensor either both the differential frequency of sensor's channels and the second channel impulses delay in comparison with the first channel impulses are measured at the beginning and at the end of differential frequency measured period or each channel's frequency is measured separately. *Results.* The measurement of the difference frequency without delay has an error of discreteness determination of the conversion factor is about 20 times larger than the error of other options. The accuracy of determining the conversion factor due to the discreteness of the measurements, the measurement of the difference frequency, given measurements of the delays equals that of the error in the measurement frequency of each sensor channel. *Conclusions.* Errors arising when the transformation coefficient of the differential frequency sensor is measured with both methods differ a little.

Ключевые слова: микроконтроллер, погрешность времяимпульсного преобразования.

K e y w o r d s: microcontroller, error of pulse-time transformation.

Применение времяимпульсных преобразователей связано с использованием операции измерения длительности временных интервалов и представления ее в виде цифрового кода [1–4]. Выполнение этой операции с помощью микроконтроллеров (МК) [5] осуществляется фикса-

цией моментов прихода сигналов начала и конца измеряемого временного интервала [1–3]. Указанная фиксация может осуществляться командами МК [6, 7], с временем их выполнения 1 или 2 машинных цикла $T_{\rm q}$. Задержки фиксации начала и конца измеряемого временного интервала имеют две составляющие, одна из которых систематическая, а другая случайная [8, 9]. Систематическая составляющая задержки может быть учтена программой МК и погрешности измерения длительности временного интервала не вызывает.

Составляющая погрешности дискретности измерения временного интервала, обусловленная случайными составляющими задержек фиксации его начала и конца, равна

$$\Delta_{\rm c} = \Delta_{\rm H} + \Delta_{\rm K} \,, \tag{1}$$

где $\Delta_{\rm c}$ – случайная составляющая погрешности дискретности измерения временного интервала в количестве машинных циклов $T_{\rm u}$ MK; $\Delta_{\rm h}$, Δ_{κ} – случайные составляющие задержек фиксации соответственно начала и конца измеряемого временного интервала в машинных циклах $T_{\rm u}$.

Случайные составляющие $\Delta_{\rm H}, \Delta_{\rm K}$ распределены по законам $f_1(\Delta_{\rm H}), f_2(\Delta_{\rm K})$ равномерной плотности [10] и находятся в пределах (0, 1) в случае использования команды фиксации начала или конца измеряемого временного интервала, выполняемой за один машинный цикл, и в пределах (0, 2) в случае использования указанной команды, выполняемой за два машинных цикла.

Если временной интервал, подлежащий преобразованию в цифровой код, представлен в виде двух импульсов с активным уровнем, соответствующим логическому «0», то применительно к МК семейства МК-51 [7] при опросе вывода порта, например Р1.0, на который подается входной сигнал, преобразование может осуществляться выполнением следующих команд:

\$: JBP1.0, \$; фиксация среза первого входного импульса
	; (2 машинных цикла)
SETTR0	; запуск таймера-счетчика
\$: JNBP1.0, \$; фиксация окончания первого входного импульса
JBP1.0, \$; фиксация среза второго входного импульса
	; (2 машинных цикла)
CLRTR0	; остановка таймера-счетчика
Deconcomputer por	MORILOCTI FORGUTUROFO OFOCHAUGUUG HOFRAUU

Рассмотрим возможность гарантированного обеспечения погрешности преобразования, не превышающей длительности одного машинного цикла.

Положим, что первый и второй входные импульсы представляют собой прямоугольные импульсы логической «1» длительностью $t_1 \pm \Delta_1$ и $t_2 \pm \Delta_2$ соответственно, временной интервал между срезами которых подлежит преобразованию.

Для сокращения времени, отводимого на фиксацию срезов входных импульсов использованием прерывания, первоначально осуществляется опрос уровней входных сигналов, фиксация момента прихода их фронта, а затем, с задержкой, несколько меньшей длительности импульсов, разрешается прерывание по срезу входного сигнала.

При подключении входного сигнала к выводу INT0 МК семейства МК-51 и использовании таймера – счетчика TC0, сказанное может быть реализовано следующей программой МК, фиксация начала и конца преобразовываемого временного интервала в которой осуществляется за один машинный цикл:

CLRINT0	; запрет прерываний по INT0
SETBEA	; разрешение прерываний (кроме INT0)
CLRF0	; флаг номера входного импульса, первоначально ; первого
\$: JNBINTO, \$; фиксация фронта первого входного импульса
CALLZ1	; задержка 1
SETBINT0	; разрешение прерывания по INT0
NOP	;]
	; $\succ N_{1\mu}$ операций
NOP	
\$: JNBINTO, \$; фиксация фронта второго входного импульса
CALLZ2	; задержка 2
SETBINT0	; разрешение прерывания по INT0

NOP	;]
	; $\succ N_{1\kappa}$ операций
NOP	;
	; Подпрограмма прерывания по INT0
INTO: JBF0, M1	; переход, если флаг F0 = 1 (второй импульс)
SETBTR0	; пуск таймера – счетчика 0
SETBF0	; подготовка к фиксации приема среза второго
	; импульса
CLRINT0	; запрет прерываний по INT0
RETI	
M1: CLRTR0	; остановка таймера – счетчика 0
CLRINT0	; запрет прерываний по INT0
RETI	

Рассмотрим требуемые значения задержек Z1, Z2 и чисел N_{1H} , N_{1K} :

$$Z1 \le t_1 - \Delta_1 - t_{\text{onp1}}, \ Z2 \le t_2 - \Delta_2 - t_{\text{onp2}},$$
 (2)

где t_{onp1}, t_{onp2} – максимальное время опроса с момента появления фронта импульса до начала задержки плюс время с момента окончания задержки до разрешения прерывания для первого и второго входных импульсов соответственно.

Применительно к рассматриваемому примеру с учетом времен опроса уровня сигнала $(2T_{\rm u})$, вызова подпрограммы задержки $(2T_{\rm u})$, выхода из подпрограммы задержки $(2T_{\rm u})$ и разрешения прерывания по INT0 ($T_{\rm u}$)

$$t_{0111}, t_{0112} = 7T_{11}$$

Числа N₁, N₂ операций NOP могут быть оценены выражениями

$$N_{1\mathrm{H}} \approx N_{2\mathrm{H}} \approx \frac{2\Delta_1}{T_{\mathrm{II}}}, \ N_{1\mathrm{K}} \approx N_{2\mathrm{K}} \approx \frac{2\Delta_2}{T_{\mathrm{II}}}.$$
(3)

Если $t_1, t_2 = 50 \pm 20$ мкс и $T_{II} = 1$ мкс, то

$$Z_1, Z_2 = 50 - 20 - 7 \cdot 1 = 23$$
 MKC, $N_{1H}, N_{1K} = N_{2H}, N_{2K} = \frac{2 \cdot 20}{1} = 40$.

При неопределенности длительностей входных импульсов и больших значениях погрешностей число команд, выполняемых за один машинный цикл в течение ожидания прерывания, может быть ограничено емкостью памяти программы МК. В этом случае приходится выполнять команду перехода JMPaddr, длительность которой составляет не один, а два машинных цикла.

Тогда, в общем случае, возможны четыре варианта (события) фиксации начала и конца измеряемого временного интервала. Эти варианты представлены в табл. 1.

Таблица 1

Варианты пределов значений случайных величин $\Delta_{_{\rm H}}$, $\Delta_{_{\rm K}}$

Вариант (событие)	$\Delta_{_{ m H}}$	$f_1(\Delta_{_{ m H}})$	$\Delta_{\!\kappa}$	$f_2(\Delta_{\kappa})$
1. Начало – 1 цикл, конец – 1 цикл	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\rm H}} < 0, \ \Delta_{_{\rm H}} > 1 \\ 0 < \Delta_{_{\rm H}} < 1 \end{array}$	0 1	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\rm K}} < -1, \Delta_{_{\rm K}} > 0 \\ -1 < \Delta_{_{\rm K}} < 0 \end{array}$	0 1
2. Начало – 1 цикл, конец – 2 цикла	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\rm H}} < 0, \ \Delta_{_{\rm H}} > 1 \\ 0 < \Delta_{_{\rm H}} < 1 \end{array}$	0 1	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\rm K}} < -2, \Delta_{_{\rm K}} > 0 \\ -2 < \Delta_{_{\rm K}} < 0 \end{array}$	0 0,5
3. Начало – 2 цикла, конец – 1 цикл	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\rm H}} < -2, \Delta_{_{\rm H}} > 0 \\ -2 < \Delta_{_{\rm H}} < 0 \end{array}$	0 0,5	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\mathrm{K}}} < -1, \Delta_{_{\mathrm{K}}} > 0 \\ -1 < \Delta_{_{\mathrm{K}}} < 0 \end{array}$	0 1
4. Начало – 2 цикла, конец – 2 цикла	$\begin{array}{c} \Delta_{_{\mathrm{H}}} < -2, \Delta_{_{\mathrm{H}}} > 0 \\ -2 < \Delta_{_{\mathrm{H}}} < 0 \end{array}$	0 0,5	$\begin{array}{c} \Delta_{\kappa} < -2, \Delta_{\kappa} > 0 \\ -2 < \Delta_{\kappa} < 0 \end{array}$	0 0,5

и плотности их распределения
$$f_1(\Delta_{\rm H})$$
, $f_2(\Delta_{\rm K})$

Случайные величины ($\Delta_{\rm H}, \Delta_{\rm K}$) независимы и распределены по законам равномерной плотности $f_1(\Delta_{\rm H}), f_2(\Delta_{\rm K})$ соответственно. Рассмотрим их алгебраическую сумму $\Delta_{\rm c}$ (1). Функция распределения этой суммы определяется выражением [10]:

$$P_i(\Delta_{\rm c}) = P(\Delta_{\rm H}, \Delta_{\rm K} \in D_i) = \iint_{D_i} f_1(\Delta_{\rm H}) \cdot f_2(\Delta_{\rm K}) d\Delta_{\rm H} d\Delta_{\rm K}, \tag{4}$$

где $P_i(\Delta_c)$ – функция распределения Δ_c *i*-го варианта табл. 1; D_i – область значений *i*-го варианта; $P(\Delta_{\rm H}, \Delta_{\rm K})$ – вероятность нахождения $\Delta_{\rm H}, \Delta_{\rm K}$ в области D_i .

Функция распределения $P_i(\Delta_c)$, определенная по выражению (4) для различных вариантов фиксации начала и конца измеряемого временного интервала, приведена в табл. 2.

Таблица 2

Функция распределения $P_i(\Delta_c)$ погрешности Δ_c различных вариантов фиксации начала и конца измеряемого временного интервала

Диапазон Δ_{c}	Вариант (событие)					
	1	2	3	4		
(-2, -1)	0	0	$(0, 25(2 + \Delta_{\rm c})^2)$	$0,125(2+\Delta_{\rm c})^2$		
(-1, 0)	$0,5(1+\Delta_{\rm c})^2$	$0,25(1+\Delta_{\rm c})^2$	$0,75+0,5\Delta_{\rm c}$	$0,125(2+\Delta_{\rm c})^2$		
(0, 1)	$1 - 0,5(1 - \Delta_{\rm c})^2$	$0,25+0,5\Delta_{\rm c}$	$1 - 0,25(1 - \Delta_{\rm c})^2$	$1-0,125(2-\Delta_{\rm c})^2$		
(1, 2)	1	$1-0,25(2-\Delta_{\rm c})^2$	1	$1 - 0,125(2 - \Delta_{\rm c})^2$		

Положим, что фиксация начала (конца) измеряемого временного интервала осуществляется циклическим выполнением программы, $N_{1\rm H}$ ($N_{1\rm K}$) команд которых выполняется за 1 машинный цикл, а $N_{2\rm H}$ ($N_{2\rm K}$) команд выполняются за 2 машинных цикла.

В этом случае вероятность вариантов (событий), указанных в таблице 1, определяется выражениями:

$$\begin{cases}
P_{1} = \frac{N_{1_{H}}}{N_{1_{H}} + 2N_{2_{H}}} \cdot \frac{N_{1_{K}}}{N_{1_{K}} + 2N_{2_{K}}} = \frac{\beta K_{H}^{2}}{(K_{H} + 2)(\beta K_{H} + 2)}, \\
P_{2} = \frac{2N_{2_{H}}}{N_{1_{H}} + 2N_{2_{H}}} \cdot \frac{N_{1_{K}}}{N_{1_{K}} + 2N_{2_{K}}} = \frac{2\beta K_{H}}{(K_{H} + 2)(\beta K_{H} + 2)}, \\
P_{3} = \frac{N_{1_{H}}}{N_{1_{H}} + 2N_{2_{H}}} \cdot \frac{2N_{2_{K}}}{N_{1_{K}} + 2N_{2_{K}}} = \frac{2K_{H}}{(K_{H} + 2)(\beta K_{H} + 2)}, \\
P_{4} = \frac{2N_{2_{H}}}{N_{1_{H}} + 2N_{2_{H}}} \cdot \frac{2N_{2_{K}}}{N_{1_{K}} + 2N_{2_{K}}} = \frac{4}{(K_{H} + 2)(\beta K_{H} + 2)}, \\
K_{H} = \frac{N_{1_{H}}}{N_{2_{H}}}, K_{K} = \frac{N_{1_{K}}}{N_{2_{K}}}, \beta = \frac{K_{K}}{K_{H}},
\end{cases}$$
(5)

где P_1, P_2, P_3, P_4 – вероятность соответственно вариантов (событий) 1–4 табл. 1.

С учетом вероятности наступления того или иного варианта фиксации начала и конца измеряемого временного интервала функция распределения $P(\Delta_c)$ погрешности Δ_c определяется выражением

$$P(\Delta_{\rm c}) = \sum_{i=1}^{4} P_i(\Delta_{\rm c}) P_i , \qquad (6)$$

2016, № 2 (16)

где $P_i(\Delta_c)$ – функция распределения, приведенная в табл. 2 для *i* -го варианта (*i*=1-4) фиксации начала и конца измеряемого временного интервала; P_i – приведенная в выражениях (2) вероятность *i* -го варианта фиксации начала и конца измеряемого временного интервала.

Вычисленная в соответствии с выражением (5) функция распределения $P(\Delta_c)$ погрешности Δ_c приведена в табл. 3.

Таблица 3

Функция распределения $P(\Delta_{c})$ погрешности Δ_{c}

Диапазон $\Delta_{\! m c}$	$P(\Delta_{\rm c})$
(-2, -1)	$\frac{0,5(K_{\rm H}+1)(2+\Delta_{\rm c})^2}{(K_{\rm H}+2)(\beta K_{\rm H}+2)}$
(-1, 0)	$\frac{0.5\beta K_{\rm H}(K_{\rm H}+1)(1+\Delta_{\rm c})^2 + 0.5(2+\Delta_{\rm c})^2 + K_{\rm H}\Delta_{\rm c} + 1.5K_{\rm H}}{(K_{\rm H}+2)(\beta K_{\rm H}+2)}$
(0, 1)	$\frac{-0.5K_{\rm H}(\beta K_{\rm H}+1)(1-\Delta_{\rm c})^2-0.5(2-\Delta_{\rm c})^2+\beta K_{\rm H}\Delta_{\rm c}+\beta {K_{\rm H}}^2+0.5(\beta+4)K_{\rm H}+4}{(K_{\rm H}+2)(\beta K_{\rm H}+2)}$
(1, 2)	$1 - \frac{0.5(\beta K_{\rm H} + 1) (2 - \Delta_{\rm c})^2}{(K_{\rm H} + 2)(\beta K_{\rm H} + 2)}$

На рис. 1 приведена функция распределения $P(\Delta_c)$ для всего диапазона погрешностей Δ_c при $K_{\rm H} = 25;100;500$ и $\beta = 0,1;1;100$.



Рис. 1. Функция распределения $P(\Delta_c)$ нахождения погрешности в пределах от –2 до Δ_c при $K_{\rm H}=25;100;500$ и $\beta=0,1;1;100$

Выясним функцию распределения $P(|\Delta_c|)$ абсолютного значения $|\Delta_c|$ погрешности. Вероятность $P(0 < |\Delta_c| < 1)$ непревышения абсолютного значения погрешности $|\Delta_c| < 1$ равна

$$P(0 < |\Delta_c| < 1) = P(\Delta_c = 1) - P(\Delta_c \in 0, 1).$$

$$\tag{7}$$

Вероятность $P(1 < |\Delta_c| < 2)$ нахождения абсолютного значения погрешности $1 < |\Delta_c| < 2$ равна

$$\begin{cases} P(1 < |\Delta_{c}| < 2) = P(\Delta_{c} \in 1, 2) - P(\Delta_{c} = 1) + P(\Delta_{c} = -1) - P(\Delta_{c} \in -2, -1), \\ P(|\Delta_{c}| \in 0, 1) = P(0 < |\Delta_{c}| < 1), \\ P(|\Delta_{c}| \in 1, 2) = P(|\Delta_{c}| = 1) + P(1 < |\Delta_{c}| < 2). \end{cases}$$
(8)

В табл. 4 приведены выражения для функции распределения $P|\Delta_c|$, полученные по формулам (6)–(8) с использованием формул табл. 3.

На рис. 2 приведены построенные по формулам табл. 4 функции распределения $P(|\Delta_c|)$ для всего диапазона погрешностей Δ_c при $K_{\rm H} = 25;100;500$ и $\beta = 0,1;1;100$.

Таблица 4



Рис. 2. Функции распределения $P(|\Delta_c|)$ при $K_{\rm H} = 25;100;500$ и $\beta = 0,1;1;100$

На рис. 3 приведены графики функции распределения $P(|\Delta_c|>1)$ для диапазона, соответствующего превышению абсолютной величины погрешности $|\Delta_c|>1$ при $K_{\rm H} = 25;100;500$ и $\beta = 0,1;0,25;0,5;1;10$.

Measuring. Monitoring. Management. Control

18



Рис. 3. Функции распределения $P(|\Delta_c|>1)$ для $|\Delta_c|>1$ при $K_{\rm H}=25;100;500$ и $\beta=0,1;0,25;0,5;1;10$

Вероятность $P(|\Delta_c| < 1)$ непревышения по абсолютной величине погрешности $|\Delta_c| < 1$ может быть определена по одному из выражений табл. 4 при $|\Delta_c| = 1$:

$$P(|\Delta_{\rm c}|<1) = \frac{\beta K_{\rm H}^{2} + 1,5\beta K_{\rm H} + 1,5K_{\rm H} + 3}{(K_{\rm H}+2)(\beta K_{\rm H}+2)}.$$
(9)

На рис. 4 приведены графики зависимости $P(|\Delta_c| < 1)$ от $K_{\rm H}$ для различных значений коэффициента β .



для различных значений коэффициента в

19

Возможны следующие частные случаи фиксации начала и конца измеряемого временного интервала.

Частный случай 1

Фиксация начала и конца измеряемого временного интервала осуществляются МК при выполнении им команд длительностью 1 цикл.

При этом $N_{2H} = 0, N_{2K} = 0, K_H \to \infty, K_K = \beta K_H \to \infty.$ Частный случай 2

Фиксация начала измеряемого временного интервала МК при выполнении им команд длительностью 1 машинный цикл, а конца выполняемыми за 1 или 2 машинных цикла.

При этом $N_{2\mathrm{H}} = 0, N_{2\mathrm{K}} \neq 0, K_{\mathrm{H}} \rightarrow \infty, K_{\mathrm{K}} = \beta K_{\mathrm{H}}$.

Частный случай 3

Фиксация начала измеряемого временного интервала МК при выполнении им команд длительностью 1 или 2 машинных цикла, а конца выполняемыми за 1 машинный цикл.

При этом $N_{2_{\rm H}} \neq 0, N_{2_{\rm K}} = 0, (K_{\rm H} + 2)(K_{\rm K} + 2) = K_{\rm K}(K_{\rm H} + 2).$

Частные случаи выражения для функции распределения $P(\Delta_c)$ погрешности дискретности Δ_c сведены в табл. 5.

Таблица 5

	Частный случай				
$\Delta_{\rm c}$	1	2	3		
	$N_{2\mathrm{H}}, N_{2\mathrm{K}} = 0, \ K_{\mathrm{H}}, K_{\mathrm{K}} \rightarrow \infty$	$N_{2\mathrm{H}} = 0, \ N_{2\mathrm{K}} \neq 0, \ K_{\mathrm{H}} \rightarrow \infty$	$N_{2\kappa} \neq 0, \ N_{2\mu} = 0, \ K_{\kappa} \rightarrow \infty$		
(-2, -1)	0	$\frac{0.5\left(2+\Delta_{\rm c}\right)^2}{K_{\rm \kappa}+2}$	0		
(-1, 0)	$0,5(1+\Delta_c)$	$\frac{0.5K_{\kappa}(1+\Delta_{c})^{2}+\Delta_{c}+1.5}{K_{\kappa}+2}$	$\frac{0.5(K_{\rm H}+1)(1+\Delta_{\rm c})^2}{K_{\rm H}+2}$		
(0, 1)	$1 - 0, 5(1 - \Delta_c)$	$1 - \frac{0.5(K_{\kappa} + 1)(1 - \Delta_{c})^{2}}{K_{\kappa} + 2}$	$\frac{-0.5K_{\rm H}(1-\Delta_{\rm c})^2 + \Delta_c + K_{\rm H} + 0.5}{K_{\rm H} + 2}$		
(1, 2)	1	1	$1 - \frac{0.5(2 - \Delta_c)^2}{K_{\rm H} + 2}$		
$P(\left \Delta_{c}\right > 1)$	1	$1 - \frac{0,5(2 - \Delta_{\rm c})^2}{(K_{\rm K} + 2)}$	$\frac{0,5 (2 - \Delta_{\rm c})^2}{(K_{\rm H} + 2)}$		

Функции распределения $P(\Delta_c)$ погрешности дискретности для частных случаев

Функция распределения $P(\Delta_c)$ для частных случаев определена с учетом формулы (4) по формулам табл. 3 раскрытием неопределенностей получаемых выражений.

Функции распределения $P(|\Delta_c|)$ для указанных частных случаев приведены в табл. 6. Выражения для них получены по формулам табл. 4.

Таблица 6

Функции распределения $P(|\Delta_c|)$ погрешности дискретности для частных случаев

Δ		Частный случай	і случай		
Δ_{c}	1	2	3		
(0, 1)	$1 - (1 - \Delta_c)^2$	$\frac{ \Delta_{\rm c} + K_{\rm \kappa} + 0.5 - (K_{\rm \kappa} + 0.5)(1 - \Delta_{\rm c})^2}{K_{\rm \kappa} + 2}$	$\frac{\left \Delta_{\rm c}\right + K_{\rm H} + 0.5 - (K_{\rm H} + 0.5)(1 - \left \Delta_{\rm c}\right)^2}{K_{\rm H} + 2}$		
(1, 2)	1	$\frac{K_{\kappa} + 2 - 0,5 (2 - \Delta_{c})^{2}}{K_{\kappa} + 2}$	$\frac{K_{\rm H} + 2 - 0.5 (2 - \Delta_{\rm c})^2}{K_{\rm H} + 2}$		

При необходимости могут быть получены функции плотности распределения, равные производной от функции распределения погрешности.

Выводы

1. Фиксация начала и конца измеряемого МК временного интервала может осуществляться за 1 или 2 его машинных цикла.

Случайная составляющая погрешности дискретности измерения временного интервала определяется числом машинных циклов команд, выполняемых для фиксации его начала и конца.

2. Функции распределения случайной составляющей погрешности определяются в общем случае выражениями табл. 3, 4, а для частных случаев выражениями табл. 5, 6.

3. Наиболее целесообразно для фиксации начала и конца измеряемого временного интервала использование прерывания МК с выполнением в процессе его ожидания цепочки команд, выполняемых за 1 машинный цикл с включением одной команды, выполняемой за 2 машинных цикла. При этом вероятностные значения случайной составляющей погрешности могут быть определены по представленным формулам и данным рисунков.

Список литературы

- 1. Беркаев, Д. Е. Измеритель временных интервалов / Д. Е. Беркаев, Е. В. Быков, В. Р. Козак, С. В. Тарарышкин. – Новосибирск : ИЯФ СО РАН, 2011. – С. 17.
- 2. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 3 т. : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. -4-е изд. перераб. и доп. – М. : Мир, 1993. – Т. 3. – 367 с.
- 3. Шонфелдер, Г. Измерительные устройства на базе микропроцессора ATmega : пер. с нем. / Герт Шонфелденр, Корнелиус Шнайдер. - СПб. : БХВ-Петербург, 2012. - 288 с.
- 4. Шахмейстер, Л. Е. Цифро-частотные и времяимпульсные преобразователи информации / Л. Е. Шахмейстер. – М. : Книжный дом университета, 2011. – 252 с.
- 5. Катцен, С. РІС-микроконтроллеры : пер. с англ. / С. Катцен. М. : Додэка ; ДМК Пресс, 2014. - 652 с.
- 6. Бич, М. Микроконтроллеры семейства XC166. : пер. с англ. / М. Бич, Д. Гринхилд. М. : ДМК Пресс, Додэка XXI, 2016. – 200 с.
- 7. Гладштейн, М. А. Микроконтроллеры смешанного сигнала C8051Fxxx фирмы Silicon Laboratories и их применение / М. А. Гладштейн. - М. : Додэка XXI, 2008. - 336 с.
- 8. Алешечкин, А. М. Методы измерения частотно-временных параметров сигналов / А. М. Алешечкин, В. И. Кокорин. – Красноярск : Изд-во КГТУ, 2001. – 96 с.
- 9. Волегов, А. С. Электронные средства измерений электрических величин / А. С. Волегов, Д. С. Незнахин, Е. А. Степанова ; М-во образования и науки РФ, Урал. Федер. ун-т. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. – 104 с. 10. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей : учеб. для вузов. / Е. С. Вентцель. – 6-е изд. стер. –
- М.: Высш. шк., 1999. 576 с.

Трофимов Вадим Юрьевич

кандидат технических наук, начальник отделения 2, Научно-производственное объединение «Поиск» (Россия, Ленинградская область, Мурино, ул. Лесная, 3) E-mail: Trovadji@ya.ru

Шахмейстер Леонид Ефимович

доктор технических наук, заместитель генерального директора по НИОКР, Научно-производственное объединение «Поиск» (Россия, Ленинградская область, Мурино, ул. Лесная, 3) E-mail: lsh43@mail.ru

Trofimov Vadim Yur'evich

candidate of technical sciences, head of department 2, Scientific and Production Association «Poisk» (3 Lesnaya street, Myrino, Leningrad region, Russia)

Shakhmeyster Leonid Efimovich

doctor of technical sciences, deputy director general for research and development, Scientific and Production Association «Poisk» (3 Lesnaya street, Myrino, Leningrad region, Russia)

УДК 681.518.3

Трофимов, В. Ю.

Использование микроконтроллеров при преобразовании временного интервала в цифровой код / В. Ю. Трофимов, Л. Е. Шахмейстер // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 13–22. **2016, № 2 (16)**

УДК 630.52:587/588

С. П. Санников, В. В. Побединский, И. В. Бородулин, М. А. Черницын, Н. С. Кузьминов

ЗАВИСИМОСТЬ ПАДЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА ПРИ РАДИОЧАСТОТНОМ МОНИТОРИНГЕ ЛЕСНОГО ФОНДА ОТ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

S. P. Sannikov, V. V. Pobedinsky, I. V. Borodulin, M. A. Chernitsyn, N. S. Kuzminov

THE DEPENDENCE OF THE FALL OF THE SIGNAL POWER ON THE PARAMETERS OF THE FOREST ENVIRONMENT WHEN THE RADIO FREQUENCY OF FOREST MONITORING

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Целью работы является получение функциональной зависимости потери мощности сигнала при радиочастотном мониторинге участка леса с помощью сети RFID устройств. Материалы и методы. Рассмотрены процедуры содержательной постановки задачи нечеткого моделирования, приведения к нечеткости, разработки базы правил нечеткой продукции. Синтез нечеткой модели результирующей зависимости падения мощности сигнала выполнен средствами Fuzzy Logic Toolbox приложения MatLab. *Результаты*. Полученная в результате нечеткого вывода функция является достаточно корректной математически и может использоваться для прогнозирования величины потери мощности сигнала при различных конструктивных параметрах и диэлектрической проницаемости среды в процессе радиочастотного мониторинга. Выводы. Предлагаемая функция потери мощности сигнала, построенная на основе нечеткого вывода, учитывает основные параметры лесной среды, а сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными указывает на достаточную адекватность разработанной модели, позволяющей ей реализовать принципиально новый подход к решению задачи.

A b s t r a c t. Background. The aim is to obtain the functional dependence of the loss of signal power at the radio frequency monitoring of the forest area through a network of RFID devices. *Materials and methods*. The article describes the procedure of setting the content of fuzzy modeling problem, leading to ambiguities, the development of the rule base of fuzzy production. Synthesis of fuzzy model of the resulting dependence of falling signal power is made by means of Fuzzy Logic Toolbox MatLab applications. *Results*. The resulting fuzzy output function is mathematically quite correct and can be used to predict the magnitude of the signal power loss at the various structural and parameters permittivity medium during RF monitoring. *Conclusions*. The proposed function of the loss of signal power, built on the basis of fuzzy inference, takes into account the basic parameters of the forest environment, and comparing simulation results with experimental data points to adequately developed model avoided the exclusion to implement a new approach to solving the problem.

Ключевые слова: радиочастотный мониторинг лесного фонда, падение мощности сигнала, конструктивные параметры, нечеткое моделирование, нечеткий вывод.

K e y w o r d s: radio frequency monitoring of forest fund, drop in signal strength, parameters of the forest environment, fuzzy modeling, fuzzy inference.

Введение

Мониторинг лесного фонда с помощью различных технологий в настоящее время является новым практическим направлением, которое получило поддержку на государственном уровне [1] в качестве одного из приоритетных в лесной отрасли. В зарубежных исследованиях были попытки реализовать технологию непрерывного мониторинга различными способами, но ни один из известных не получил применение на практике. В первую очередь основное внимание исследователей направлено на исследование возможностей современных информационных технологий, средств аэрокосмической связи, спутникового слежения, геоинформационной системы, тем не менее на сегодня система для сбора информации о состоянии лесного фонда и процессах лесопользования и одновременного оперативного мониторинга пожаробезопасности не была создана. В этой связи на кафедре автоматизации производственных процессов Уральского государственного лесотехнического университета разработана технология непрерывного радиочастотного мониторинга на основе сети RFID-устройств [2–4]. Принципиальная схема системы приведена на рис. 1.



Рис. 1. Схема сети радиочастотного мониторинга лесного фонда: RFID-1 – RFID-4 –датчики; *P* – мощность сигнала; *W* – влажность; *T* – температура; *n* – количество деревьев; *L* – расстояние между датчиками; *V_i* – объемная доля *i*-го компонента лесной среды; α – константа вида лесного массива; ε_κ – комплексная диэлектрическая проницаемость

Решение не имеет аналогов в мировой практике, что подтверждается патентом РФ [3], так как выполняет все перечисленные функции, при этом осуществляется сбор данных, включая количество деревьев, изменение исходного количества, перемещение лесоматериалов, появление задымления от пожара. Одним из основных конструктивных параметров системы при ее работе является величина потери мощности сигнала на пути его распространения. Эта величина зависит от технологических, конструктивных параметров, климатических факторов, которые в данном случае характеризуются недостаточностью, неопределенностью, неточностью, словом теми особенностями, которые формально описываются с помощью математического аппарата теории нечетких множеств и его практического приложения нечеткого моделирования. Таким образом, решение указанной задачи было возможно с помощью нечеткого моделирования и это определило цель и задачи настоящей работы.

Целью настоящих исследований было получение функциональной зависимости потери мощности сигнала при радиочастотном мониторинге участка леса в зависимости от конструктивных параметров на основе аппарата нечеткого моделирования.

Разработка модели предусматривала решение следующих задач:

1. Выполнение содержательной постановки задачи нечеткого моделирования потери мощности сигнала при радиочастотном мониторинге участка леса в зависимости от конструктивных параметров.

2. Определение нечетких функций принадлежности для входных и выходных переменных задачи (приведение к нечеткости).

3. Разработка базы правил нечеткой продукции.

4. Синтез нечеткой модели зависимости потери мощности сигнала при радиочастотном мониторинге участка леса от входных параметров средствами Fuzzy Logic Toolbox приложения MatLab.

Выполнение содержательной постановки задачи моделирования потери мощности сигнала

В методике [5, 6] содержательная постановка задачи используется для того, чтобы представить данные об основных параметрах лесного фонда в форме определенных эвристических правил, моделирующих потери мощности сигнала при радиочастотном мониторинге участка леса. В этом случае выполняется описание поведения или состояния объекта и потери мощности сигнала в зависимости от сочетания основных влияющих параметров. В данном случае эта процедура выполняется одновременно с формированием базы основных правил системы нечеткого вывода, а в содержательном описании задачи определены наиболее специфические особенности моделирования потери мощности сигнала.

Рассмотрим в первую очередь свойства лесной среды: расстояние между датчиками и густоту насаждений или количество деревьев в зоне действия сигнала на пути распространения. Предположим, что другие влияющие параметры (влажность, температура воздуха, конструктивные параметры сети, рабочая частота) закреплены на одном уровне.

Расстояние между датчиками является сильно влияющим фактором на потерю мощности сигнала. С увеличением расстояния потери мощности увеличиваются.

Увеличение количества деревьев в зоне действия сигнала снижает потери мощности сигнала.

Для дальнейшей постановки задачи необходимо определить нечеткие функции принадлежности и базу правил нечеткой продукции.

Определение нечетких функций принадлежности для входных и выходных переменных задач (приведение к нечеткости)

Потеря мощности, ΔP , сигнала в децибелах на погонный метр (дБм) изменяется в диапазоне от минус 90 до минус 10 дБм, зависит также от диэлектрической проницаемости, типа антенны и выражается функцией

$$\Delta P = f(\varepsilon_{\rm K}, A),$$

где A – тип антенны, который характеризуется важнейшим в данном случае параметром длиной стоячей волны l и может подразделяться в зависимости от типа антенны на следующие диапазоны:

- тип 1 (керамическая) от 0 до 2,0 мВт;

- тип 2 (штыревая) от 2,0 до 4,0 мВт;

- тип 3 (волновой канал, направленная) от 4,0 до 6,0 мВт;

- тип 4 (логопериодическая) от 6,0 до 8,0 мВт;

- тип 5 (экспериментальная) от 8 до 10 мВт.

В обозначениях типа антенны A «экспериментальный» тип является прогнозируемым и по характеристике величины стоячей волны, *l*мBт, может быть спроектирован с использованием известных методик.

По данным предварительных экспериментов [7], в отдельных случаях диэлектрическая проницаемость может составлять величины около 4 и достигать 70 Ф/м.

Таким образом, в задаче следует принять диапазон изменений входной величины ε_{κ} от 0 до 70, выходных величин в диапазоне V_i от 0 до 0,5 и значения α от 0 до 5.

Принятые нечеткие функции принадлежности для вывода функции потери мощности сигнала $\Delta P = f(\varepsilon_{\kappa}, A)$ показаны на рис. 2.



Рис. 2. Нечеткие функции принадлежности лингвистических переменных для вывода функции потери мощности сигнала $\Delta P = f(\varepsilon_{\kappa}, A)$:

а – потеря мощности ΔP ; *б* – диэлектрическая проницаемость ε_{κ} ;

в – тип антенны *A* (на графике тип антенны выражен через величину длины стоячей волны *l*, мВт)

Опишем влияние некоторых сочетаний входных воздействий на выходной параметр.

Если ε_{κ} = «Минимальная» и A = «Минимальная», То ΔP = «Минимальная»;

Если ε_{κ} = «Минимальная» и A = «Малая», То ΔP = «Минимальная»;

Если ε_{κ} = «Максимальная» и A = «Максимальная», То ΔP = «Максимальная».

Используя описание вариантов сочетаний входных параметров (ε_{κ} , A), а также большее количество значений лингвистических переменных, например «Средняя», «Большая», «Малая», и специфических особенностей явления, можно формализовать базу правил нечеткого вывода функции потери мощности сигнала (табл. 1).

Таблица 1

Состав базы правил нечеткой продукции для моделирования величины потери мощности сигнала $\Delta P = f(\varepsilon_{\kappa}, A)$

Значения лингвистической	Значения выходных нечетких подмножеств «Потеря мощности Δ <i>P</i> » при изменении нечеткой функции «Диэлектрическая проницаемость ε _к »					
переменной «1 ип антенны А»	Мин	Μ	С	Б	Max	
Мин	Мин	М	М	С	С	
Μ	Мин	М	С	С	Б	
С	M (0,7)	М	С	С	Б	
Б	М	С	Б	Б	Max	
Max	С	С	Б	Max	Max	

Нечеткий вывод результирующей функции выполнен по методу Мамдани [5, 6]. Схема вывода в MatLab-формате приведена на рис. 3.



Рис. 3. Схема нечеткого вывода в среде MatLab [9]

Синтез нечеткой модели зависимости потери мощности сигнала

Изложенная формальная постановка задачи нечеткого вывода позволяет реализовать ее в специализированных компьютерных программах.

Реализация задачи нечеткого вывода выполнена в среде FISEditor (рис. 4) приложения MatLab [9].



 Рис. 4. Нечеткий вывод функции ΔP = f(ε_κ, A) в среде FIS Editor приложения MatLab: *a* – нечеткая функция принадлежности переменной «Потеря мощности ΔP»;
 δ – нечеткая функция принадлежности переменной «Диэлектрическая проницаемость ε_κ»;
 в – нечеткая функция принадлежности лингвистической переменной «Тип антенны A»;
 г – база правил нечеткого вывода; *д* – процедура нечеткого вывода и приведения к четкости;
 е – функция нечеткого вывода потери мощности сигнала

В данном случае использовался алгоритм по известной [5, 6] методике:

1) фаззификация (введение нечеткости) (рис. 4,*a*,*e*);

2) формирование базы правил нечеткой продукции (рис. 4,г);

3) нечеткий вывод (рис. 4,*d*);

4) дефаззификация (приведение к четкости) (рис. 4,д);

5) получение конечной функции нечеткого вывода (рис. 4,е).

Полученная в результате нечеткого вывода функция является достаточно корректной математически и может использоваться для прогнозирования величины потери мощности сигнала при различных конструктивных параметрах и диэлектрической проницаемости среды в процессе радиочастотного мониторинга.

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. В настоящее время совершенствование методов исследований параметров системы радиочастотного мониторинга невозможно без применения интеллектуальных программных систем и компьютерных средств.

Предложенная постановка задачи нечеткого моделирования потери мощности сигнала и реализация соответствующего программного обеспечения в среде MatLab позволяет эффективно использовать информационные технологии в исследованиях, моделировании и совершенствовании систем радиочастотного мониторинга лесного фонда.

2. Разработка модели оценки потери мощности сигнала с привлечением статистических методов является чрезвычайно трудоемкой и будет недостаточно корректным подходом. Для условий такого класса задач в наибольшей мере подходит аппарат нечетких множеств.

3. Предлагаемая функция потери мощности сигнала, построенная на основе нечеткого вывода, учитывает основные параметры лесной среды, а сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными [2, 4, 7, 8] указывает на достаточную адекватность разработанной модели и позволяет реализовать принципиально новый подход к решению задачи.

Список литературы

- 1. Основы государственной политики в области использования, охраны, защиты и воспроизводства лесов в Российской Федерации на период до 2030 года / Правительство Российской Федерации. Распоряжение № 1724-р от 26 сентября 2013 г.
- Серков, П. А. Эффективный способ мониторинга леса на заданном пространстве / П. А. Серков, С. П. Санников // Научное творчество молодежи – лесному комплексу России. : материалы IX Всерос. науч.-техн. конф. – Екатеринбург : Изд-во УГЛТУ, 2013. – Ч. 2. – С. 90–93.
- 3. Патент 2492891 Российская Федерация, МПК А62С 37/00 (2006/01). Система обнаружения лесного пожара / Лисиенко В. Г., Санников С. П. заявл. 26.04.2012 ; опубл. 20.09.2013, Бюл. № 26.
- 4. Герц, Э. Ф. Использование радиочастотных устройств для мониторинга экологической ситуации в лесах / Э. Ф. Герц, С. П. Санников, В. М. Соловьев // Аграрный вестник Урала. 2012. № 1 (93). С. 37–39.
- 5. Пегат, А. Нечеткое моделирование и управление / А. Пегат. М. : БИНОМ, 2009. 798 с.
- Леоненков, А. В. Нечеткое моделирование в среде MatLab и fussyTECH / А. В. Леоненков. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005. – 736 с.
- Лисиенко, В. Г. Синергетические основы функционирования RFID-систем на примере мониторинга природных массивов / В. Г. Лисиенко, С. П. Санников // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий : доклады Междунар. конф. – Вып. LXVIII. – М. : РНТОРЭС им. Попова, 2013. – С. 356 – 359.
- Санников, С. П. Экспериментальные исследования потери мощности радиосигнала в лесу / С. П. Санников, М. Ю. Серебренников // Студенческий научный форум : V Междунар. студ. электронная науч. конф. – М., 2013. – URL: http://www.scienceforum.ru/2013/
- 9. MATLAB[®]& Simulink[®] Release Notes for R2008a. URL: http://www.mathworks.com.

2016, № 2 (16)

Санников Сергей Петрович

кандидат технических наук, доцент, кафедра автоматизации производственных процессов, Уральский государственный лесотехнический университет (Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37) E-mail: ssp-54@mail.ru

Побединский Владимир Викторович

доктор технических наук, профессор, кафедра сервиса и технической эксплуатации, Уральский государственный лесотехнический университет (Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37) E-mail: pobed@e1.ru

Бородулин Игорь Викторович

соискатель, Уральский государственный лесотехнический университет (Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37) E-mail: ugadn66@bk.ru

Черницын Максим Александрович

аспирант, Уральский государственный лесотехнический университет (Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37) E-mail: skamer333@mail.ru

Кузьминов Никита Сергеевич

аспирант, Уральский государственный лесотехнический университет (Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37) E-mail: yaxik@e1.ru

Sannikov Sergey Petrovich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of automation production processes, Ural State Forestry University (37 Siberian highway st., Ekaterinburg, Russia)

Pobedinskiy Vladimir Viktorovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of service and technical operation, Ural State Forestry University (37 Siberian highway st., Ekaterinburg, Russia)

Borodulin Igor' Viktorovich

applicant, Ural State Forestry University (37 Siberian highway st., Ekaterinburg, Russia)

Chernitsyn Maksim Aleksandrovich

postgraduate student, Ural State Forestry University (37 Siberian highway st., Ekaterinburg, Russia)

Kuz'minov Nikita Sergeevich

postgraduate student, Ural State Forestry University (37 Siberian highway st., Ekaterinburg, Russia)

УДК 630.52:587/588

Зависимость падения мощности сигнала при радиочастотном мониторинге лесного фонда от конструктивных параметров / С. П. Санников, В. В. Побединский, И. В. Бородулин, М. А. Черницын, Н. С. Кузьминов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 23–29.

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

УДК 004.934, 654.927

Ю. С. Квитка, А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. В. Грачев

ПОДАВЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ ЭХОСИГНАЛОВ МЕТОДОМ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕМЕНТАРНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ

Yu. S. Kvitka, A. K. Alimuradov, P. P. Churakov, A. V. Grachev

SUPPRESSION ACOUSTIC ECHO METHOD OF ADAPTIVE FILTERING BASED ON COMPLEMENTARY MULTIPLE DECOMPOSITION ON EMPIRICAL FASHION

Аннотация. Актуальность и цели. В условиях шумной обстановки на территории проведения спасательных работ при использовании акустических приборов поиска достаточно актуальным является вопрос фильтрации и подавления эхосигнала, ухудшающего разборчивость полезной информации и способствующего неправильному обнаружению. Целью работы является реализация субполосной фильтрации акустических сигналов на основе адаптивных методов обработки для использования в акустических приборах ведения поисковых работ. Материалы и методы. Для реализации субполосной адаптивной фильтрации использовался метод адаптивного разложения нестационарных сигналов декомпозиция на эмпирические моды (ДЭМ) и ее модификация – комплементарная множественная ДЭМ (КМДЭМ). Результаты. На основе обзора способов адаптивной фильтрации и методов декомпозиции разработан алгоритм субполосной адаптивной фильтрации. Представлена блок-схема алгоритма с подробным математическим описанием этапов фильтрации. Проведено исследование алгоритма, реализованного на методах ДЭМ и КМДЭМ, представлен сравнительный анализ полученных результатов. Выводы. Алгоритм субполосной адаптивной фильтрации на основе КМДЭМ обеспечивает большее подавление эхосигналов и рекомендуется для практического использования в акустических приборах ведения поисковых работ.

A b s t r a c t. Background. Filtering and echo cancellation, deteriorating the intelligibility of useful information and promoting the wrong detection, remain quite relevant for acoustic search devices in a noisy environment. The aim is the realization of sub-band filtering of acoustic signals on the basis of adaptive processing techniques for the use in acoustic devices conducting search operations. *Materials and methods.* To implement sub-band adaptive filtering, a method for adaptive decomposition of non-stationary signals has been used, namely, the Empirical Mode Decomposition (EMD) and its modification – the Complementary Ensemble EMD (CEEMD). *Results.* A sub-band adaptive filtering algorithm has been developed on the basis of a review of adaptive filtering techniques and decomposition methods. A block diagram of the algorithm with a detailed mathematical description of the filtering stages is presented. An

analysis of the algorithm based on the EMD and the CEEMD methods is given, and a comparative analysis of the results is presented. *Conclusions*. The sub-band adaptive filtering algorithm based on the CEEMD provides a greater echo cancellation and is recommended for practical use in acoustic search devices.

Ключевые слова: акустический эхосигнал, субполосная адаптивная фильтрация, декомпозиция на эмпирические моды, комплементарная множественная декомпозиция на эмпирические моды.

K e y w o r d s: acoustic echo, sub-band adaptive filtering, Empirical Mode Decomposition, Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition.

Введение

В настоящее время на оснащении поисково-спасательных формирований МЧС России находятся поисковые приборы четырех классов: акустические [1–3], оптические [2–3], тепловизионные [2–4] и радиолокационные [2, 3, 5, 6]. Рациональным решением задачи поиска в неоднородных средах является комплексное использование существующих средств, однако наиболее эффективными в первый час проведения поисковых работ являются акустические приборы, которые позволяют обнаружить под завалами находящегося в сознании человека [7].

Существующие приборы поиска мало приспособлены к работе в условиях интенсивных помех. Наиболее характерными помехами, оказывающими негативное воздействие на работоспособность акустических приборов, являются эхосигналы. Акустические эхосигналы ухудшают разборчивость полезного сигнала и могут привести к неправильному обнаружению. По этой причине важным является вопрос фильтрации и подавления эхосигнала в шумной обстановке на территории проведения поисковых работ.

Эффективная фильтрация возможна за счет разделения входного сигнала на несколько частотных полос – субполосной адаптивной фильтрации [8–14]. На сегодняшний день широкое применение на практике получили следующие виды адаптивных фильтраций: полнополосная, оригинальная субполосная [8–11] и вейвлет-субполосная [12]. Однако справедливо отметить, что представленные способы не решают проблему подавления эхосигнала полностью. Фильтрация на основе вейвлет-преобразования удовлетворяет требованию подавления эхосигнала, но при этом необходима априорная информация о полезном и эхосигнале окружающей среды для подбора оптимальной функции материнского вейвлета. При полнополосной и оригинальной субполосной адаптивных фильтрациях из-за особенностей импульсной характеристики неизвестной неоднородной среды необходимо использовать фильтры с конечной импульсной характеристикой высокого порядка, что приводит к увеличению вычислительной сложности.

Для решения упомянутых выше проблем предлагается использовать субполосную адаптивную фильтрацию на основе декомпозиции на эмпирические моды [15]. Фильтрация на основе декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) и ее модификаций получила широкое распространение в области подавления шума в ультразвуковом методе неразрушающего контроля [16], при определении источников аудиосигналов в одноканальных записях [17, 18], а также при улучшении распознавания речи при различных шумах окружающей среды [19–21].

В данной статье рассматривается вопрос реализация субполосной адаптивной фильтрации акустических сигналов на основе ДЭМ и ее модификации – комплементарной множественной ДЭМ (КМДЭМ) [22] для использования в акустических приборах ведения поисковых работ. Статья является развитием ранее опубликованных трудов авторов [23].

Понятие субполосной адаптивной фильтрации

На рис. 1 представлена структурная схема нормализованной субполосной адаптивной фильтрации (*Normalized Sub-band Adaptive Filter*, *NSAF*). В данной схеме опорный сигнал x(n) и сигнал, прошедший через неизвестную среду d(n), разделены на определенное количество субполос посредством банка фильтра анализа $H(z) = [H_0(z), H_1(z), ..., H_{N-1}(z)]$. Из-за сво-

ей простоты в качестве алгоритма адаптивной фильтрации в субполосах используется нормализованный метод наименьших квадратов (*Normalised least meansquares filter*, *NLMS*). Весовые функции набора адаптивных фильтров каждой субполосы определяются по формулам [24]:

$$\omega(n+1) = \omega(k) + \mu \sum_{i=0}^{N-1} \frac{x_{i,D}(n)}{\varepsilon + x_{i,D}(m)^2} e_{i,D}(n),$$
(1)

$$e_{i,D}(n) = d_{i,D}(n) - y_{i,D}(n), \ i = 0, 1, \dots, N-1,$$
(2)

где $x_{i,D}$ и $d_{i,D}(n)$ – опорные и входные сигналы субполосного адаптивного фильтра; $y_{i,D}$ – выходные сигналы субполосного адаптивного фильтра; μ – размер шага; N – число субполос; ε – параметр регуляризации, который близок к нулю; $e_{i,d}(n)$ – ошибка прореженной субполосы; n – индекс последовательностей дискретных отсчетов времени.



Рис. 1. Применение структуры нормализованного субполосного адаптивного фильтра

По завершении выходные сигналы после адаптивных фильтров объединяются с помощью набора фильтров синтеза $Q(z) = [Q_0(z), Q(z), ..., Q_{N-1}(z)].$

Декомпозиции на эмпирические моды

Использование ДЭМ предоставляет возможность без какой-либо априорной информации разложить сигнал на конечное число внутренних функций – эмпирические моды (ЭМ) [15]. Метод ДЭМ позволяет анализировать кратковременные локальные изменения в сигнале и поэтому получил широкое применение при обработке нестационарных сигналов, в том числе при фильтрации акустических сигналов. Особенностью ДЭМ является высокая адаптивность, проявляющаяся в том, что базисные функции, используемые при разложении, извлекаются непосредственно из исходного сигнала, что позволяет учитывать только ему свойственные особенности.

Аналитическое выражение ДЭМ имеет следующий вид:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{I} IMF_{i}(t) + r_{I}(t),$$
(3)

где x(t) – исходный сигнал; $IMF_i(t)$ – конечное число извлекаемых эмпирических мод (ЭМ); $r_l(t)$ – результирующий остаток; i – номер ЭМ; I – количество ЭМ.

Классическая ДЭМ имеет существенный для практического применения недостаток – смешивание ЭМ – возникающий вследствие нестационарности акустических сигналов.

Эффект смешивания ЭМ практически полностью исключен при использовании метода КМДЭМ. Особенность метода КМДЭМ заключается в многократном добавлении к исходному акустическому сигналу белого шума с прямыми и инверсными значениями амплитуды и вычислении среднего значения полученных мод как конечного истинного результата независимо от того, сколько сигналов белого шума использовалось:

$$\begin{bmatrix} x_j(t) \\ x_j(t)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_j(t) \\ \omega_j(t) \end{bmatrix},$$
(4)

$$IMF_{i}(t) = \frac{\sum_{j=1}^{J} IMF_{ij}(t)}{J},$$
(5)

$$r_{i}(t) = \frac{\sum_{j=1}^{J} r_{jI}(t)}{J},$$
(6)

где $x_j(t)$ – зашумленный белым шумом акустический сигнал; $x_j(t)^*$ – зашумленный инверсным по знаку белым шумом акустический сигнал; $\omega(t)$ – белый шум, $IMF_{ji}(t)$; $r_{jl}(t)$ – ЭМ и результирующий остаток, полученные при различных декомпозициях; j = 1, 2, ..., J – количество циклов декомпозиций (добавлений к сигналу белого шума).

КМДЭМ в полной мере использует преимущество статистических характеристик белого шума, для обнаружения слабых периодических участков акустических сигналов с минимальным значением остаточного шума.

Субполосная адаптивная фильтрация на основе методов декомпозиции

На рис. 2 представлена блок-схема предложенного алгоритма субполосной адаптивной фильтрации на основе методов ДЭМ.



Рис. 2. Блок-схема алгоритма субполосной адаптивной фильтрации на основе методов ДЭМ

Исследуемые сигналы регистрируются со следующими параметрами: длительность записи – не более 300 мс, частота дискретизации 8000 Гц, разрядность квантования 16 бит. В предложенном алгоритме реализация адаптивной субполосной фильтрации осуществляется двумя методами декомпозиции: ДЭМ и КМДЭМ. Результатом декомпозиции опорного и входного сигналов является конечное число ЭМ $x_i(n)$ и $d_i(n)$ соответственно, где n – индекс дискретного отсчета времени, N -количество дискретных отсчетов в сигнале, $0 < n \le N$.

Разделение сигналов на субполосы осуществляется с использованием спектральной плотности мощности (The power spectral density, PSD) – функции, описывающей мощность сигнала в частотной области:

$$PSD(x_i(n)) = \lim_{t \to \infty} E\left[\left| Ft(x_i(n)) \right|^2 \right], \tag{7}$$

$$PSD(d_i(n)) = \lim_{t \to \infty} E\left[\left|Ft(d_i(n))\right|^2\right],$$
(8)

где $Ft(x_i(n))$ и $Ft(d_i(n))$ – преобразование сигналов Фурье; $\lim_{t\to\infty} E[*]$ – операция усреднения по ансамблю реализаций, $t = nT_s = \frac{n}{F_s}$ (T_s – период дискретизации, F_s – частота дискретизации).

максимумы $PSD(x_i(n))$ и $PSD(d_i(n))$, обозначенные как Выделяются $P_{xmax} = [p_{x1}, p_{x2}, ..., p_{xI}]$ и $P_{dmax} = [p_{d1}, p_{d2}, ..., p_{dI}]$. Частоты, соответствующие P_{xmax} и P_{dmax} , переупорядочиваются в порядке убывания и группируются в субполосы $F(m) = [f_1(m), f_2(m), ..., f_K(m)]$, при этом k = 0...K – порядковый номер субполосы, m – индекс дискретного отсчета времени, переупорядоченного в порядке убывания.

Субполосы опорного сигнала определены матрицей $X(m) = [x_1(m), x_2(m), ..., x_K(m)]^T$, где верхний индекс Т используется для обозначения транспонирования – процесса замены строк матрицы на столбцы. Каждый вектор матрицы представляет собой сигнал в соответствующей субполосе.

Сигнал апостериорной ошибки определяется по следующей формуле:

$$e(m) = d(m) - y(m) = d(m) - \omega_K^H(m)X(m), \qquad (9)$$

где $\omega_K = [\omega_1(m), \omega_2(m), ..., \omega_K(m)]$, а верхний индекс *H* используется для обозначения транспонирования и комплексного сопряжения.

Исследование алгоритма и анализ результатов

С целью определения эффективности проведено исследование алгоритма субполосной фильтрации, реализованного на основе методов ДЭМ и КМДЭМ. Исходные данные для исследования: речевой сигнал гласного звука [А] и акустический сигнал (стук по металлической перегородке) зарегистрированные в помещении (длина – 10 м, ширина – 10 м, высота – 3 м). Моделирование опорных и зарегистрированных акустических сигналов проведено в прикладном программном обеспечении MatLab 7.0.1.

На рис. 3-4 представлены осциллограммы зарегистрированных акустических сигналов.

В результате декомпозиции речевого сигнала методом классической ДЭМ получено семь ЭМ, методом КМДЭМ – восемь ЭМ. Аналогично при декомпозиции акустического сигнала стука по металлической перегородке получено шесть ЭМ и восемь ЭМ соответственно. Как известно, пропорционально количеству субполос увеличивается производительность алгоритма – количество выполняемых операций в секунду [25]. Отсюда следует, что субполосная адаптивная фильтрация на основе КМДЭМ имеет лучшую производительность.







Рис. 4. Осциллограммы зарегистрированного акустического сигнала стука по металлической перегородке: *a* – акустический сигнал стука по металлической перегородке без эхосоставляющей; б) акустический сигнал стука по металлической перегородке с эхосоставляющей

В качестве критерия, определяющего глубину смешивания ЭМ, использовалось распределение спектральной плотности мощности по всем ЭМ. Для этого выделялись максимумы каждого значения $PSD(x_i(n))$ и $PSD(d_i(n))$, распределялись в порядке убывания и обозначались как $P_{xmax} = [p_{x1}, p_{x2}, ..., p_{xM}]$ и $P_{dmax} = [p_{d1}, p_{d2}, ..., p_{dM}]$, при этом m = 0...M – поряд-

ковый номер перераспределенной серии $P_{\text{max}} = [p_{d1}, p_{d2}, ..., p_{dM}], M$ – количество ЭМ и соответствует значению I.

На рис. 5–6 в порядке убывания представлены максимумы спектральной плотности мощности *P*_{max} ЭМ исследуемых сигналов, полученных в результате ДЭМ и КМДЭМ.









На рис. 5, 6 ромбами (◊) отмечены значения опорного сигнала, квадратами (□) – сигнала с эхосоставляющей.

Более равномерное распределение спектральной плотности мощности по всем ЭМ демонстрирует, что при субполосной адаптивной фильтрации на основе КМДЭМ смешивание ЭМ существенно меньше.

Набор изменяемых параметров адаптивного фильтра во многом зависит от критериев оценки эффективности его работы. Одним из таких критериев являются значения целевой функции фильтра. Достижение минимального значения целевой функции означает, что вы-

Measuring. Monitoring. Management. Control

2016, № 2 (16)

ходной сигнал адаптивного фильтра близок к требуемому сигналу, иными словами, повторяет его по форме [26]. На рис. 7 представлены значения целевой функции (ошибок фильтрации) $P_{emax} = [p_{e1}, p_{e2}, ..., p_{eM'}]$ для каждой остаточной ЭМ эхосигнала. Значения представлены в порядке возрастания, при этом m' = 0...M' – порядковый номер перераспределенной серии P_{emax} ; M' – количество ЭМ, которое соответствует значению I.





На рис. 7 ромбами (◊) и квадратами (□) отмечены значения спектральной плотности мощности $P_{e\max}$, полученные при фильтрации на основе ДЭМ и КМДЭМ соответственно. Как видно из рис. 7, большее подавление эхосигнала достигается при фильтрации на основе КМДЭМ.

На рис. 8 представлена зависимость значения целевой функции P_{emax} ЭМ эхосигнала от количества итераций N процедуры отсеивания, в результате которой сигнал раскладывается на ЭМ, при фильтрации на основе КМДЭМ.



Рис. 8. Значения целевой функции P_{emax} ЭМ эхосигнала при разных значениях итераций N

Как видно из рис. 8, большее подавление эхосигнала достигается при количестве итераций ≥40. Однако на практике стоит учитывать рост вычислительных и временных затрат при увеличении количества итераций.

Заключение

В статье рассмотрена проблема повышения эффективности фильтрации эхосигналов, оказывающих негативное воздействие на работоспособность акустических приборов в шумной обстановке на территории проведения поисковых работ. На основе метода адаптивного

разложения – декомпозиции на эмпирические моды – разработан алгоритм субполосной адаптивной фильтрации, позволяющий существенно повысить порог работоспособности акустических приборов в условиях интенсивных помех. Результаты исследования показали, что алгоритм на основе КМДЭМ обеспечивает большее подавление эхосигналов и может найти практическое применение в акустических приборах ведения поисковых работ.

Список литературы

- 1. Антонов, А. В. Нелинейная радиочастотная идентификация: решения и перспективы / А. В. Антонов // The Way of Science. International scientific journal. 2014. № 9 (9) С. 21–22.
- Каторин, Ю. Ф. Защита информации техническими средствами : учеб. пособие / Ю. Ф. Каторин, А. В. Разумовский, А. И. Спивак. – СПб. : НИУ ИТМО, 2012 – 416 с.
- Волков, В. Г. Тепловизионные приборы для спецтехники / В. Г. Волков // Спецтехника и связь. – 2011. – № 1. – С. 2–10.
- Бугаев, А. С. Обнаружение и дистанционная диагностика состояния людей за препятствиями с помощью РЛС / А. С. Бугаев, И. А. Васильев, С. И. Ивашев // Радиотехника. – 2003. – № 7. – С. 42–47.
- 5. Техника и оборудование // Сайт Дальневосточного регионального центра МЧС России, 2015. URL: http://fareast.mchs.ru/folder/158743
- 6. Гречушкин, Н. Н. Приоритеты оснащения сил МЧС России / Н. Н. Гречушкин // Сайт международного форума Технологии Безопасности, 2007. URL: http://www.secuteck.ru/articles2/firesec/prioritety-osnasheniya-sil-mchs-rossii
- Шойгу, С. К. Учебник спасателя / С. К. Шойгу, М. И. Фалеев, Г. Н. Кириллов. 2-е изд., перераб. и доп. – Краснодар : Советская Кубань, 2002. – 528 с.
- Azpicueta-Ruiz, L. A. Novel schemes for nonlinear acoustic echo cancellation based on filter combinations / L. A. Azpicueta-Ruiz, M. Zeller, J. Arenas-Garcia, W. Kellermann // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2009, Apr. – P. 193–196.
- Asif, I. M. Novel variable step size NLMS algorithms for echo cancellation / I. M. Asif, S. L. Grant // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2008, March-Apr. – P. 241–244.
- Ohta, S. Acoustic echo cancellation using sub-adaptive filter / S. Ohta, Y. Kajikawa, Y. Nomura.// International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications. - 2006, Dec. - P. 841-844.
- 11. Sugiyama, A. A robust NLMS algorithm with a novel noise modeling based on stationary/nonstationary noise decomposition / A. Sugiyama // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2009, Apr. – P. 201–204.
- Jin. Q. Optimum filter banks for signal decomposition and its application in adaptive echo cancellation / Q. Jin, Z. Q. Luo, K. M. Wong // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1996, Jul. – Vol. 44, № 7. – P. 1669–1680.
- Topa, M. D. Digital adaptive echo-canceller for room acoustics improvement / M. D. Topa, I. Muresan, B. S. Kirei, I. Homana // Advances in Electrical and Computer Engineering. – 2010. – Vol. 10, № 1. – P. 50–53.
- 14. Burton, T. G. Nonlinear system identification using a subband adaptive Volterra filter / T. G. Burton, R. A. Goubran, F. Beaucoup // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009, May. – Vol. 58, № 5. – P. 1389–1397.
- Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Shen Zheng, R. L. Steven // Proc. Roy. Soc. London A. – 1998. – Vol. 454. – P. 903–995.
- 16. Zhang, Q. Applying sub-band energy extraction to noise cancellation of ultrasonic NDT signal / Q. Zhang, P. W. Que, W. Liang//Journal of Zhejiang University. 2008, Aug. Vol. 9, № 8. P. 1134–1140.
- Taghia, J. One-channel audio source separation of convolutive mixture / J. Taghia // Advances in Computer and Information Science and Engineerin. 2008. P. 202–206.
- Mijovic, B. Source separation from single-channel recordings by combining empirical-mode decomposition and independent component analysis / B. Mijovic, M. D. Vos, I. Gligorijevic, J. Taelman, S. V. Huffel // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2010, Sep. Vol. 57, № 9. P. 2188–2196.
- Chatlani, N. EMD-based filtering (EMDF) of low-frequency noise for speech enhancement / N. Chatlani, J. J. Soraghan// IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – 2012, May. – Vol. 20, № 4. – P.1158–1166.
- 20. Алимурадов, А. К. Применение методов декомпозиции на эмпирические моды в задаче фильтрации речевых сигналов в условиях интенсивных помех / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2016. № 1 (15). С. 4–15.

Measuring. Monitoring. Management. Control

38

- Alimuradov, A. K. Noise-robust speech signals processing for the voice control system based on the complementary ensemble empirical mode decomposition / A. K. Alimuradov, P. P. Churakov // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2015). – Omsk, Russia, 2015. – 6 p.
- 22. Yeh, J.-R. Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method / J.-R. Yeh, J.-S. Shieh, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. 2010, Apr. Vol. 2, № 2. P. 135–156.
- 23. Алимурадов А. К. Применение комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды для анализа речевых сигналов / А. К. Алимурадов, Ю. С. Квитка // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2014. № 4 (10). С. 69–75.
- 24. Джиган, В. И. LMS-алгоритм адаптивной фильтрации сигналов: первый или единственный для использования на практике? / В. И. Джиган // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем / под общ. ред. академика РАН А. Л. Стемпковского. – М.: Изд-во ИППМ РАН, 2014. – Ч. IV. – С. 159–166.
- Gilloire, A. Experiments with sub-band acoustic echo cancellers for teleconferencing / A. Gilloire // Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '87. 1987, Apr. Vol.12. P. 2141–2144.
- 26. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган М. : Техносфера. – 2013. – 528 с.

Квитка Юрий Сергеевич

аспирант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: alansapfir@yandex.ru

Алимурадов Алан Казанферович

кандидат технических наук, инженер-исследователь, научно-исследовательский отдел, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: alansapfir@yandex.ru

Чураков Петр Павлович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники и метрологии, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: iit@pnzgu.ru

Грачев Андрей Владимирович

соискатель, начальник отдела технических средств обучения, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: andean@mail.ru

Kvitka Yury Sergeyevich

postgraduate student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Alimuradov Alan Kazanferovich

candidate of technical sciences, engineer-researcher, scientific research department, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Churakov Petr Pavlovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information and measuring equipment and metrology, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Grachev Andrey Vladimirovich

applicant, head of technical means education department, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 004.934, 654.927

Квитка, Ю. С.

Подавление акустических эхосигналов методом адаптивной фильтрации на основе комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды / Ю. С. Квитка, А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. В. Грачев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 30–39. УДК 51-74:621, 681.5

Д. А. Кудрявцева, Б. В. Цыпин

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ КРЕМНИЕВОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ

D. A. Kudryavtseva, B. V. Tsypin

THE STUDY OF TEMPERATURE INFLUENCE ON THE OUTPUT SIGNAL OF A SILICON RESONANT PRESSURE TRANSDUCER

Аннотация. Актуальность и цели. Объект исследования – конструкция кремниевого резонансного преобразователя давления. Предмет – температурная погрешность предложенной конструкции преобразователя. Цель работы – исследование влияние изменений температуры на выходной сигнал кремниевого резонансного преобразователя давления. Материалы и методы. Приведены и обоснованы преимущества использования резонансного метода преобразования измерительных сигналов датчиков механических величин для создания средств измерений, отличающихся повышенной помехоустойчивостью. Предложена конструкция резонансного преобразователя давления в виде монолитной рамки со струной из монокристаллического кремния, работающей в режиме заданной длины. Рассмотрены преимущество монокристаллического кремния как материала для изготовления колебательного элемента. Приведены механические характеристики сплавов, традиционно применяемых в приборостроении для изготовления чувствительных элементов средств измерений деформационного типа. Исследована модель температурной погрешности резонансного преобразователя давления, полученная методом дифференцирования функции преобразования. Результаты. Для исследования влияния температуры на функцию преобразования кремниевого резонансного преобразователя давления получена модель температурной погрешности и проведено математическое моделирование погрешности в диапазоне до 300 °C для вариантов использования технологий классического приборостроения и МЭМС-технологий, предполагающих в первом случае применение прецизионных сплавов, а во втором – монокристаллического кремния. Выводы. Результаты проведенных исследований показывают, что предложенная конструкция кремниевого резонансного преобразователя лишена недостатков, присущих традиционным вариантам с металлической струной, и обладает лучшей воспроизводимостью характеристик. Показано, что температурная погрешность предложенной кремниевой конструкции значительно меньше, чем у конструкции со струнами из прецизионных сплавов.

A b s t r a c t. *Background.* The object of research is the design of a silicon resonant pressure transducer. The research is temperature error of the proposed design of the Converter. The aim of this work is to study the effect of temperature on the output signal of a silicon resonant pressure transducer. *Materials and methods.* And given the advantages of using resonant method for conversion of measuring signals of sensors of mechanical quantities for the creation of measuring instruments, characterized by high noise immunity. The design of a resonant pressure transducer in the form of a monolithic frame with wire of single-crystal silicon, operating in the mode defined length. Considered the advantage of monocrystalline silicon as material for the manufacture of vibrating element. The mechanical characteristics of the alloys traditionally used in instrument making for production of sensitive elements of measuring deformation type. It analyses the structure of an expression to calculate the additional temperature error of the

resonant Converter pressure obtained by the differential conversion function. *Results*. To study the effect of temperature on the output signal of a silicon resonant pressure transducer the calculation of an additional temperature error, and mathematical modeling of temperature error in the range up to 300 °C for silicon and a number of common engineering alloys. *Conclusions*. Results of the researches spent in article, show that the offered design of the silicon resonant converter is deprived the lacks inherent in traditional variants with a metal string and possesses the best reproducibility of characteristics. The temperature error of the offered silicon design twice is less, than at a design with a string from metal alloys.

Ключевые слова: резонансный преобразователь давления, дополнительная температурная погрешность, прецизионные сплавы, кремниевая струна.

K e y w o r d s: resonant pressure transducer, additional temperature error, precision alloy, silicon string.

Внедрение в отечественную промышленность новых прогрессивных технологий требуют повышения точности измерений и регулирования параметров технологических процессов [1].

Измерение механических величин осуществляется, как правило, преобразователями различных типов, которые преобразуют механические величины в электрический выходной сигнал. Существует множество принципов преобразования измеряемого параметра в электрический сигнал: емкостный, пьезоэлектрический, индуктивный, тензорезистивный, резонансный и др.

Активное использование цифровой вычислительной техники в информационно-измерительных системах и комплексах повысило интерес к преобразователям механических величин с частотным выходом, отличающихся простотой аналоговых датчиков, а также точностью и помехоустойчивостью цифровых датчиков [2]. В связи с этим использование резонансного метода преобразования давления в электрический сигнал до настоящего времени является актуальным. К другим преимуществам метода следует отнести высокую стабильность метрологических характеристик приборов на его основе, непосредственно зависящую от качества используемых материалов. К недостаткам следует отнести необходимость нормирования индивидуальной характеристики преобразования, значительное время отклика, невозможность проведения измерений в агрессивных средах без потери точности.

Резонансный преобразователь давления состоит из вибрационного частотного элемента, который может быть выполнен как в форме миниатюрных силочувствительных балочных резонаторов, так и представлять собой колебательную струну, монокристаллическую кремниевую нить, натяжение которой зависит от прогиба диафрагмы, перекладину, опирающуюся на диафрагму, вакуумную полость с кремниевой оболочкой. Наконец, сама мембрана может играть роль резонатора. Чаще всего в качестве чувствительного элемента (ЧЭ) в резонансном преобразователе давления используется диафрагма – мембрана с отверстием в центре, по диаметру которого расположена колебательная струна или балка, играющая роль резонатора (рис. 1).



Рис. 1. Схема ЧЭ вибрационного микроэлектронного датчика давления: 1 – колебательный элемент (струна); 2 – упругая диафрагма (мембрана); 3 – корпус

Принцип работы резонансных преобразователей различных физических величин заключается в том, что с помощью первичного преобразователя измеряемая физическая величина преобразуется в приращение силы продольного натяжения струны ΔF , что приводит к изменению частоты колебаний в пределах ($f_0 \pm \Delta f$). Механические колебания в струне возбуждаются, как правило, магнитоэлектрическим способом. Приращение частоты колебаний Δf описывается следующим выражением:

$$\Delta f = f_0 \left(\sqrt{1 \pm \frac{\Delta F}{F_0}} - 1 \right),\tag{1}$$

где *F*₀ – предварительное или начальное натяжение струны.

Для определения функции преобразования резонансного преобразователя давления необходима информация о силе натяжения струны резонатора, возникающей под воздействием давления, а также параметры, определяющие размеры струны и свойства материала. Сила натяжения пропорциональна напряжениям в точках крепления струны, которое, в соответствие с законом Гука, зависит от деформаций диафрагмы. Для определения силы натяжения струны необходимо знать механические напряжения на поверхности плоской диафрагмы, возникающие под воздействием давления, в точках крепления струны [3].

К параметрам, зависящим от размеров струны и свойств материала, предъявляются следующие требования:

 – высокая прочность при воздействии вибраций и заданное значение температурного коэффициента линейного расширения (либо малое, либо равное температурному коэффициенту конструкционного материала преобразователя в зависимости от его устройства);

 – температурная стабильность и температурная независимость упругих свойств, малость упругого последействия и внутренних потерь колебательной энергии;

– возможность получения максимальной чувствительности преобразователя при малых погрешностях [4]. В резонансных преобразователях применяют как ферромагнитные, так и неферромагнитные струны. Колебания первых возбуждаются, как правило, электромагнитным способом, вторых – магнитоэлектрическим. Таким образом, выбор материала струны предопределяет и выбор системы возбуждения.

Традиционные конструкции резонансных преобразователей давления используют в качестве резонатора стальную струну, закрепленную в опорах контактными методами, следствием такого закрепления является возникновение контактных деформаций, негативно влияющих на стабильность метрологических характеристик резонансного преобразователя давления. Кроме этого, несовершенство технологий изготовления металлических струн приводит к погрешностям формы струны в виде неоднородности сечения по ее длине и снижению добротности резонансного преобразователя давления. Указанные недостатки могут быть устранены при выполнении резонансного преобразователя давления из монокристаллического кремния с использованием МЭМС-технологий (рис. 2).





Как видно из рис. 2, резонансный преобразователь давления из кремния представляет собой монокристаллическую конструкцию, в которой опорные рамки и струны выполняются в едином технологическом процессе из одного куска кремния. Реализация представленной конструкции обладает значительными потенциальными возможностями по совершенствованию стабильности метрологических характеристик, уменьшению габаритных размеров и температурной погрешности.

Монокристаллический кремний, выбранный в качестве материала для изготовления резонансного преобразователя, обладает рядом достоинств по сравнению с традиционно применяемыми сплавами:

 – минимальное число структурных дефектов по сравнению с аморфным или поликристаллическим веществами; монокристаллическая структура позволяет существенно снизить или вообще исключить влияние таких механических свойств поликристаллических материалов на метрологические характеристики измерительных преобразователей;

 снижение влияния на метрологические характеристики упругого и неупругого механического последействия, ползучести вследствие уменьшения числа структурных дефектов;

– возможность использования анизотропии свойств (механических, электрических и т.д.) для повышения симметрии колебательных движений; анизотропия (кристаллическая симметрия) механических свойств материала при совпадении с симметрией колебательной системы (струны) обеспечивает более высокую стабильность колебательной формы и, следовательно, уменьшает влияние паразитных форм колебаний струны на измерительный сигнал [5, 6];

 возможность применения стандартных технологических методов микроэлектроники для изготовления конструкции преобразователя групповым методом при значительном уменьшении массы и габаритов.

При этом следует иметь в виду, что при использовании анизотропного травления кремния геометрическая форма струны и мест ее сопряжения с опорной рамкой будут отличаться от прямоугольной. В них вместо вертикальных стенок будут сформированы ребра с углами наклона 55,7°, которые могут быть концентраторами напряжений, негативно влияющих на метрологические характеристики. В этой связи в дальнейшем необходимо исследовать возможности изотропного травления.

Для подтверждения эффективности реализации предложенного профиля из кремния проведен сравнительный анализ влияния наиболее значительного эксплуатационного фактора – изменений температуры окружающей среды, на параметры функции преобразования [7–9].

Для сравнения выбраны сплавы 36НХТЮ, 37НВКТЮ, 70НХБМЮ, 29Н26КХТБЮ, 36НКВХБТЮ (ВУС-22), используемые для изготовления струн, и предложенная монолитная конструкция с кремниевой струной. Учитывая то, что наиболее значимый и трудно компенсируемой составляющей датчиков является нестабильность смещения нуля, целесообразно провести анализ при равенстве измеряемой величины нулю.

Резонансные измерительные преобразователи традиционно могут функционировать в двух режимах.

1. Преобразователь, работающий в режиме заданной силы

В этом режиме функция преобразования, связывающая между собой выходной сигнал – частоту f_0 и входной – измеряемую силу F_0 , может быть представлена в виде

$$f_0 = \frac{n}{2} \sqrt{\frac{F_0}{m_c l_0}},\tag{2}$$

где n – номер гармоники, на которой возбуждается струна; m_c – масса струны; l_0 – длина струны; F_0 – сила натяжения струны.

При F_0 и m_c , являющихся постоянными величинами, производная от уравнения (2) будет равна

$$\frac{df_0}{dl} = \frac{n}{2} \sqrt{\frac{F_0}{m}} \frac{1}{\sqrt{l_0}} = -\frac{n}{4} \sqrt{\frac{F_0}{n}} \frac{1}{l_0 \sqrt{l}}.$$

Полученное значение производной, приведенное к значению начальной частоты f_0 , будет равно

$$\frac{df_0}{dl}\frac{1}{f_0} = \frac{1}{l}$$

отсюда

$$\frac{df_0}{f_0} = -\frac{dl}{2l_0}$$

а для конечных приращений можно записать

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta l}{l_0} \, .$$

С учетом этого температурная нестабильность частоты колебаний струны в режиме заданной силы составит

$$\gamma_{tf} = \left(\frac{\Delta f}{f}\right)_t = \frac{\alpha \Delta t}{2}.$$

Более точное выражение, учитывающее температурное изменение модуля упругости материала струны, имеет вид [6]:

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{1} = \frac{\alpha \Delta t}{2} + \frac{\alpha_{E} \Delta t}{2} \frac{\sigma}{E},$$
(3)

где E – модуль упругости; α_E – температурный коэффициент модуля упругости материала струны.

2. Преобразователь, работающий в режиме заданной длины

Оба конца струны жестко заделаны в корпусе, и изменение температуры приводит к изменению начальной упругой деформации струны. На основании закона Гука частота собственных поперечных колебаний струны может быть выражена через ее начальную упругую деформацию и значение модуля упругости материала струны E_0 и плотности материала ρ , т.е.

$$f_0 = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{E_0 \delta_0}{l_0 \rho}} = \frac{n}{2} \sqrt{\frac{E_0 S_0 \delta_0}{l_0^2 m_c}} \,. \tag{4}$$

Если найти полный дифференциал частоты и перейти к конечным приращениям, можно получить связь между относительным изменением частоты и относительными приращениями параметров, ее определяющими

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right) = \frac{\Delta \delta_0}{2\delta_0} + \frac{\Delta E}{2E_0} + \frac{\Delta S}{2S_0} + \frac{\Delta l}{l}.$$
(5)

Определяя приращения параметров, обусловленные изменением температуры на величину Δt и полагая массу струны постоянной в силу жесткости заделок, получим

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right) = \frac{(\alpha_k - \alpha)\Delta t E_0}{2\delta_0} + \frac{\alpha_E \Delta t}{2} + \alpha \Delta t + \alpha_k \Delta t , \qquad (6)$$

где δ_0 – механическое напряжение в струне; α_E – температурный коэффициент модуля упругости материала струны [6].

Конструкция преобразователя давления на основе монокристаллического кремния формируется в едином технологическом цикле с жесткой заделкой струны в опорной рамке с двух сторон, что обеспечивает реализацию режима заданной длины.

Для расчета температурной погрешности преобразователей давления по формулам (3) и (6) использованы данные, приведенные в табл. 1. В ней учтено также, что коэффициент мо-

дуля упругости кремния, зависящий от кристаллографического направления, приведен для ориентации 100.

Таблица 1

Параметр /	Сталь 36НХТЮ	Кремний			70HVEMIO	2011261/277510	36НКВХБТЮ
материал		<i>п</i> -типа	р-типа	5/IIDKIK)	/UTADWIO	2911201771 DIO	(ВУС-22)
Температурный коэффициент линейного расширения, α, °C ⁻¹	13,3 10 ⁻⁶	63,6·10 ⁻⁶	64,73·10 ⁻⁶	8,3·10 ⁻⁶	11,4.10-6	8,5.10-6	8,6.10-6
Модуль упругости, Е, Па	1,8 10 ¹¹	1,9 10 ¹¹	1,9 10 ¹¹	158 10 ⁹	215 10 ⁹	160 10 ⁹	190 10 ⁹
Температурный коэффициент модуля упругости материала струны, а _{Е.} °C ⁻¹	-0,30 10 ⁻⁶	60,5·10 ⁻⁶	61,19·10 ⁻⁶	80·10 ⁻⁶	260·10 ⁻⁶	30.10-6	5.10-6
Температурный коэффициент линейного расширения корпуса преобразователя, α_{K} , °C ⁻¹	13,3 10 ⁻⁶	63,6·10 ⁻⁶	64,73·10 ⁻⁶	8,3·10 ⁻⁶	11,4.10-6	8,5.10-6	8,6.10-6
Температурный диапазон, °С	0–300						
Температурная погрешность, %/°С	0,79	0	,31	4,53	1,69	0,96	0,59

Для сравнения на рис. 3 представлены результаты расчета температурной погрешности в зависимости от материала, используемого при их изготовлении (36НХТЮ, 37НВКТЮ, 70НХБМЮ, 29Н26КХТБЮ, 36НКВХБТЮ). Из рис. 3 видно, что использование монолитной кремниевой конструкции резонатора обеспечивает возможность уменьшения температурной погрешности не менее чем вдвое по сравнению с использованием сплава ВУС 22 и не менее чем на порядок по сравнению с 37НВКТЮ.



Рис. 3. График дополнительной температурной погрешности для прецизионных сплавов: *1* – 37НВКТЮ; *2* – 70НХБМЮ; *3* – 29Н26КХТБЮ; *4* – 36НКВХБТЮ (ВУС-22); *5* – Si

Таким образом, использование МЭМС-технологий для изготовления резонансного преобразователя давления из единого куска кремния в виде монолитной конструкции позволяет существенно снизить температурную погрешность по сравнению с традиционно применяемыми конструкциями, содержащими струны из прецизионных сплавов. Наряду с этим сформулированы задачи дальнейшего исследования влияния формы закрепления концов кремниевой струны на характеристики резонансного преобразователя.

Список литературы

- Карцев, Е. А. Датчики неэлектрических величин на основе унифицированного микромеханического резонатора / Е. А. Карцев // Приборы и системы управления. – 1966. – № 4.
- Частотные датчики систем автоконтроля и управления: Библиотека по автоматике / Н. Т. Милохин. – Вып. 310. – М. : Книга по требованию, 2013. – 131 с.
- Шикульский, М. И. Математическое моделирование микроэлектронных частотных датчиков давления / М. И. Шикульский // Исследовано в России. – 2005. – № 8. – С. 1810–1814.
- Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.
- Лабутин, С. А. Анализ сигналов и зависимостей : учеб. пособие / С. А. Лабутин, М. В. Пугин. – Н. Новгород : Изд-во НГТУ, 2001. – 158 с.
- Новицкий, П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками. / П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг, В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970. – 424 с.
- Кучумов, Е. В. Струнный автогенераторный измерительный преобразователь на основе пьезоструктуры / Е. В. Кучумов, И. Н. Баринов, В. С. Волков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 58–65.
- Клементьев, А. В. Вторичный прибор для струнных датчиков. / А. В. Клементьев, А. Ю. Петров, В. Н. Дурчева, И. И. Загрядский // Датчики и системы. – 2004. – № 6.
- Седалищев, В. Н. Физические основы использования в измерительных устройствах колебательных и волновых процессов : учеб. пособие. / В. Н. Седалищев. – Барнаул : Изд-во АлтГТУ, 2008. – 175 с.

Кудрявцева Дарья Александровна

аспирант,

Научно-исследовательский институт физических измерений (Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10) E-mail: dashuliy2308@yandex.ru

Цыпин Борис Вульфович

доктор технических наук, профессор, кафедра ракетно-космического и авиационного приборостроения, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: cypin@yandex.ru

Kudryavtseva Dar'ya Aleksandrovna

postgraduate student, Scientific-research Institute of physical measurements (8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Tsypin Boris Vul'fovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of rocket-space and aviation instrument, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 51-74:621, 681.5

Кудрявцева, Д. А.

Исследование влияния температуры на выходной сигнал кремниевого резонансного преобразователя давления / Д. А. Кудрявцева, Б. В. Цышин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 40–46.

УДК 687.586.5

А. Н. Демин, В. И. Смыслов, Т. В. Потапов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОСНОВНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА ФАРАДЕЯ В Вi12SiO20 И Bi12GeO20

A. N. Demin, V. I. Smyslov, T. V. Potapov

EXPERIMENTAL STUDIES OF THE BASIC ERROR OF MEASUREMENT OF FIBER-OPTIC ELECTRIC CURRENT SENSOR BASED ON FARADAY EFFECT IN Bi₁₂SiO₂₀ AND Bi₁₂GeO₂₀

Аннотация. Актуальность и цели. Рассматривается актуальный вопрос экспериментального определения основной погрешности волоконно-оптических датчиков электрического тока (ВОДТ). ВОДТ по сравнению с другими датчиками тока обладают рядом преимуществ, что вызывает к ним значительный практический интерес и уже обеспечивают их применение. Объектом исследования являются ВОДТ на основе кристаллов с кубической симметрией Bi12SiO20 и Bi12GeO20. Предметом исследования является основная погрешность измерения таких ВОДТ. Цель работы – экспериментальный анализ градуировочной характеристики и основной погрешности измерения ВОДТ. Материалы и методы. Рассмотрена структурная схема однопроходного ВОДТ на кристаллах с кубической симметрией Bi12SiO20 и Bi12GeO20. Предложена методика и схема калибровки ВОДТ, позволяющая осуществлять построение характеристики преобразования датчика и производить анализ составляющих его основной погрешности. При калибровке ВОДТ помещается в длинный соленоид, в котором при протекании тока создается однородное магнитное поле, пропорциональное току. Величина тока в соленоиде задается и регулируется по заданной программе с помощью компьютера. Магнитное поле соленоида, пропорциональное току, измеряется ВОДТ. Его сигнал через аналого-цифровой преобразователь вводится в компьютер, где сравнивается с заданным значением тока. Результаты. Проведенный анализ градуировочной характеристики и составляющих его основной погрешности измерения показал, что характеристика датчика является линейной. Случайные ошибки измерения ВОДТ обусловлены шумами всего измерительного канала ВОДТ: флуктуациями мощности источника излучения, шумами фотоприемного устройства, флуктуациями потерь мощности излучения в оптических волокнах и соединителях, межмодовыми шумами, возникающими в процессе распространения света в волокне. Эти шумы приводят к ограничению точности измерений. На точность измерений также влияют погрешности средств градуировки, среди которых самой существенной является погрешность квантования аналого-цифрового преобразователя. Плотность вероятности распределения измеренных значений ВОДТ токов по ансамблю независимых значений удовлетворительно описываются по законам Гаусса. Выводы. Предложена методика и схема экспериментальных исследований основной погрешности волоконно-оптического датчика электрического тока на основе эффекта Φ арадея в Bi₁₂GeO₂₀, которые позволяют про-

водить построение градуировочной характеристики и исследование основной погрешности ВОДТ. Проанализированы причины возникновения и количественные величины составляющих основной погрешности измерений ВОДТ на основе эффекта Фарадея в Bi₁₂GeO₂₀. Проведенный анализ погрешностей показал, что указанные датчики могут обеспечить основную относительную погрешность измерения электрического тока, не превышающую ±1 %. Для снижения основной погрешности измерения ВОДТ необходимо применять специальные дополнительные меры, относящиеся как к конструктивным, так и к технологическим приемам уменьшения основной погрешности.

A b s t r a c t. Background. Experimental studies of the basic error of measurement of fiberoptic electric current sensor based on the Faraday effect in Bi12GeO20 and Bi12GeO20. Relevance and purpose. The article deals with the topical issue of experimental determination of basic error of fiber-optic sensors of electric current (VADT). VOGT, compared to other current sensors have several advantages, which causes them considerable practical interest and are already providing their use. The object of the study are VOT on the basis of crystals with cubic symmetry Bi12SiO20 and Bi12GeO20. The subject of research is the basic error of measurement of such VOT. The aim of this work is the experimental analysis of the calibration characteristics and the basic error of measurement, VOT. Materials and methods. Structural diagram of singlepass, VOD for crystals with cubic symmetry Bi₁₂SiO₂₀ and Bi₁₂GeO₂₀. The proposed method and scheme of calibration VOGT, allowing for the construction of the conversion characteristic of the sensor and to analyze the components of his basic error. During calibration, VOGT placed in a long solenoid, in which the flow of current creates a homogeneous magnetic field proportional to the current. The magnitude of the current in the solenoid is set and regulated for a given program using the computer. The magnetic field of the solenoid proportional to the current, measured, VOGT. Its signal via analog-to-digital Converter is entered into the computer, where it is compared with a predetermined current value. *Results*. The analysis of the calibration characteristics and its constituent basic error of measurement showed that the response of the sensor is linear. Random measurement errors, VOGT due to noise of the entire measurement channel, VOD: fluctuations of the source power of the radiation noise of a photodetector, a fluctuation of power losses of radiation in optical fibers and connectors, lgmodule noise arising in the process of light propagation in the fiber. These noises reduce accuracy of measurement. On the accuracy of measurements also affect the error of the calibration means, among which the most significant is the quantization error of the ADC. The probability density distribution of the measured values of the currents VOGT ensemble of independent values satisfactorily describe the laws of Gauss. Conclusions. The proposed method and scheme of experimental investigations the basic error of fiber-optic electric current sensor based on the Faraday effect in Bi₁₂GeO₂₀, which enables the construction of calibration characteristics and a study of the basic error of VOT. The causes of and quantity components of the basic error of measurement, VADT based on the Faraday effect in Bi12GeO20. The analysis of errors showed that these sensors can provide the basic relative error of measurement of electric current, not exceeding ±1 %. To reduce the basic error of measurement, VODT necessary to use special additional measures related both to the constructive and technological methods of reducing the basic error.

Ключевые слова: электрический ток, волоконно-оптический датчик, схема калибровки, основная погрешность измерения.

K e y w o r d s: electric current, fiber optic sensor, circuit calibration, the main error of the measurement.

В настоящее время все большее применение получают волоконно-оптические датчики (ВОД) электрического тока и магнитного поля на основе эффекта Фарадея. Такие датчики представляют собой измерительную систему, включающую в себя источник света (полупроводниковый лазер или светодиод), фотоприемное устройство (ФПУ), передающие волоконнооптические кабели (ВОК) и, наконец, сам чувствительный элемент (ЧЭ) или первичный пре-

образователь, выполненный из магнитооптического материала (в частности, из Bi₁₂SiO₂₀ или Ві₁₂GeO₂₀) и преобразующий электрический ток и создаваемое им магнитное поле в изменение мощности светового потока, поступающей на фотоприемник [1-3]. Кристаллы Bi₁₂SiO₂₀ и Bi₁₂GeO₂₀ обладают целым рядом свойств, которые делают их одним из лучших материалов для применений в ЧЭ ВОД магнитного поля и электрического тока. Кубическая структура таких кристаллов обусловливает изотропность диэлектрической проницаемости и, как следствие, отсутствие естественного линейного двулучепреломления (ЛДП) и температурной зависимости коэффициента преобразования, присущих другим материалам. Отсутствие ЛДП снимает жесткие ограничения на апертуры световых пучков, что позволяет легко согласовывать чувствительные элементы с различными типами стандартных волокон и другими оптическими элементами. Такие ВОД ввиду их миниатюрности, помехозащищенности, отсутствия электрического питания в зоне измерений и ряда других присущих им свойств являются весьма перспективными для дистанционных бесконтактных измерений и контроля магнитных полей и токов в труднодоступных местах, например, в энергетических установках, испытательных стендах, соленоидах и т.д. [4–7]. Очевидно, для практических применений необходимо знать ограничения, которые обусловливаются погрешностями измерений и проводить предварительную калибровку ВОД.

Схема ВОД датчика электрического тока приведена на рис. 1. По сравнению с традиционными, например трансформаторными, датчиками, в которых измеряемый электрический ток непосредственно преобразуются в электрическую величину (напряжение, ток), ВОД имеют свои особенности, связанные с преобразованием измеряемого тока в оптический сигнал и обратно в электрический и требуют своего подхода в процессе их анализа. В данной работе приводятся результаты анализа основной погрешности измерений ВОД электрического тока с миниатюрным чувствительным элементом на основе Bi₁₂GeO₂₀ и его калибровки в соленоиде. Схема ВОД приведена на рис. 1, а схема калибровки – на рис. 2.



Рис. 1. ВОД электрического тока; МЭ – магниточувствительный оптический элемент



Рис. 2. Схема калибровки ВОД электрического тока

Электрический ток измеряется путем измерения напряженности магнитного поля, создаваемого проводником с током. В процессе измерений ВОД выходной величиной, несущей информацию о токе, является напряжение U_{ϕ} на выходе фотоприемного устройства, величина которого однозначно связана с величиной тока и пропорциональна величине измеряемого тока.

Зная или предварительно установив этот коэффициент пропорциональности, можно сравнивать задаваемое значение тока в соленоиде с измеряемым с помощью ВОД тока по значениям U_{ϕ} , что позволяет осуществлять его калибровку и анализировать погрешности ВОД.

Чувствительный элемент ВОД (кристалл $Bi_{12}GeO_{20}$ с коллимирующей оптикой и поляризаторами) располагается в длинном соленоиде, в котором при протекании тока создается однородное магнитное поле, пропорциональное току. Ток в соленоиде задается и регулируется по заданной программе. Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) под управлением компьютера генерирует переменный ток заданной частоты и формы, который усиливается усилителем низкой частоты (УНЧ) до необходимой величины. Максимальное значение тока может составлять не более 2A и ограничивается мощностью УНЧ. Магнитное поле соленоида, пропорциональное току, измеряется ВОД. Полученный сигнал U_{ϕ} через аналого-цифровой преобразователь (АЦП) поступает в компьютер, где сравнивается с заданным значением тока. Для определения точности измерений и калибровки ВОД необходимо проанализировать и определить ошибки, которые могут иметь место в процессе измерений. Случайные ошибки в схеме на рис. 2 обусловлены шумами всего измерительного канала ВОД, а именно: флуктуациями мощности источника излучения, шумами фотоприемного устройства, флуктуациями потерь мощности излучения в оптических волокнах и соединителях, межмодовыми шумами, возникающими

в процессе распространения света в волокне. Эти шумы ограничивают чувствительность ВОД и, в итоге, точность измерений.

В схеме калибровки ВОД (рис. 2) могут присутствовать также случайные ошибки, обусловленные погрешностями квантования АЦП, максимальная величина которых может составлять половину интервала квантования. Кроме этого, на точность измерений и достоверность результатов калибровки ВОД могут влиять и систематические ошибки, возникающие при преобразовании и обработке данных в АЦП вследствие ограниченности его характеристик. Однако этих ошибок удается избежать за счет выбора АЦП. В данном случае для сбора и анализа данных применяется 12-разрядная плата АЦП типа ЛА1.5PCI, способная работать в диапазоне ± 50 мВ с разрешением 12 мкВ. Так как вносимая АЦП ЛА1.5PCI погрешность не превышает 1M3P [8], считаем, что первые 11 бит значений сигналов верны и тогда погрешность измерений составит не более ± 25 мкВ в диапазоне сигналов ± 50 мВ. При этом во всем диапазоне измерения токов ток в соленоиде линейно преобразуется в напряжение на выходе ФПУ.

При проведении калибровки ВОД в катушке (см. рис. 2) задается величина переменного тока заранее выбранной частоты. Измерения проводились на частоте 87 Гц при величинах тока до 2 А с интервалами 0,2 А. Ограничение по величине тока связано с ограниченной мощностью УНЧ.

На рис. 3 приведены результаты измерений напряжения U_{ϕ} на выходе фотоприемника датчика при величине тока в катушке 2 А. По оси ординат отложены значения U_{ϕ} выходного напряжения фотоприемника, соответствующие величине тока 2 А, измеренные в течение 5 с с интервалом 100 мс, а по оси абсцисс – время и количество отсчетов U_{ϕ} .

Обработка этих результатов показывает, что плотность вероятности распределения измеренных значений U_{ϕ} по ансамблю независимых значений удовлетворительно описывается по законам Гаусса (рис. 4).

Среднее квадратичное отклонение σ (квадратный корень из дисперсии U_{ϕ}) кривой на рис. 3 составляет $\sigma \approx 0.07$ мВ. Тогда погрешность измерений ΔU_{ϕ} определяется, как 3σ и равна $\Delta U_{\phi} = \pm 0.21$ мВ.

На рис. 5 приведены результаты измерений различных значений токов в соленоиде в пределах от 0 до 2 A с интервалом в 200 мА.



Рис. 4. Распределение плотности вероятности U_ф

Как видно из кривой на рис. 5, при значениях тока в катушке равных и более 1 А ВОД начинает фиксировать флуктуации тока в соленоиде, составляющие примерно 1 % от максимального значения равного 2 А. Эти флуктуации, по-видимому, связаны с нестабильностями тока в соленоиде, обусловленными шумами УНЧ.

Полученное в результате измерений значение основной погрешности в 1 % для практического применения не всегда является достаточным. Для ее уменьшения необходимо применять дополнительные конструктивно-технологические решения [9, 10].

Результаты измерения



Рис. 5. Результаты измерений различных значений токов в соленоиде в пределах от 0 до 2 А

Заключение

1. Предложена методика и схема экспериментальных исследований основной погрешности волоконно-оптического датчика электрического тока на основе эффекта Фарадея в Bi₁₂GeO₂₀, которые позволяют проводить построение градуировочной характеристики и исследование основной погрешности ВОД тока при значениях электрических токов до 2 А.

2. Проанализированы причины возникновения и количественные величины составляющих основной погрешности измерений ВОД тока на основе эффекта Фарадея в Bi₁₂GeO₂₀. Проведенный анализ погрешностей показал, что указанные датчики могут обеспечить основную относительную погрешность измерения электрического тока, не превышающую ±1 %.

3. Для снижения основной погрешности измерения ВОД электрического тока необходимо применять специальные дополнительные меры, относящиеся как к конструктивным, так и к технологическим приемам ее уменьшения основной погрешности.

Список литературы

- 1. Удд, Э. Волоконно-оптические датчики / Э. Удд. М. : Техносфера, 2008. 520 с.
- 2. Фрайден, Дж. Современные датчики / Дж. Фрайден. М.: Техносфера, 2006. 592 с.
- Волоконно-оптические датчики магнитного поля и электрического тока на основе эффекта Фарадея в кристаллах Bi₁₂GeO₂₀ и Bi₁₂SiO₂₀ / А. В. Кухта, А. М. Мамедов, В. Т. Потапов, Т. В. Потапов, М. Е. Удалов // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 3. С. 368–376.

- Бурков, В. Д. Научные основы создания устройств и систем волоконно-оптической техники : моногр. / В. Д. Бурков, Г. А. Иванов. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2008. – 232 с.
- 5. Бурков, В. Д. Экоинформатика: Алгоритмы, методы и технологии : моногр. / В. Д. Бурков, В. Ф. Крапивин. М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2009. 431 с.
- 6. Бурков, В. Д. Анализ и выбор оптимальной системы волоконно-оптического датчика электрического тока / В. Д. Бурков, Н. А. Харитонов, А. Н. Демин // Вестник московского государственного университета леса Лесной вестник. 2014. № 2. С. 225–257.
- Бурков, В. Д. Миниатюрный волоконно-оптический датчик электрического тока / В. Д. Бурков, А. Н. Демин // Сборник аспирантов и докторантов МГУЛ. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2013. – С. 34–38.
- 8. Универсальная плата АЦП для IBM PC/AT совместим компьютер ЛА-1.5 PCI. Руководство пользователя ВКФУ. 411619.060РП. М., 2001. 43 с.
- Бурков, В. Д. Теория, расчет и проектирование волоконно-оптических приборов и систем : практикум / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов. М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2011. 82 с.
- Отработка технологических параметров и режимов изготовления волоконнооптических световодов методом регрессионного анализа : учеб.-метод. пособие / В. Д. Бурков, В. А. Беляков, Д. А. Голодушкин, А. И. Кофанов, Д. Г. Сырейщиков.– М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2013. – 102 с.

Демин Андрей Николаевич

инженер, Московский государственный университет леса (Россия, Московская обл., г. Мытищи, ул. 1-я Институтская, 1) E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Смыслов Владимир Иванович

кандидат технических наук, начальник отделения, Научно-производственное объединение измерительной техники (Россия, Московская область, г. Королёв, ул. Пионерская, 2) E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Потапов Тимофей Владимирович

кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Институт радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова РАН (Фрязинский филиал) (Россия, Московская область, г. Фрязино, пл. Введенского 1) E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Demin Andrey Nikolaevich

engineer, Moscow State Forest University (1 First Institutskaya st., Mytischi, Moscow region, Russia)

Smyslov Vladimir Ivanovich

candidate of technical sciences, head of department, Scientific-Production Association Measuring Equipment (2 Pionerskaya st., Korolev, Moscow region, Russia)

Potapov Timofei Vladimirovich

candidate of physical and mathematical sciences, senior researcher, Institute of Radio engineering and Electronics named after V. A. Kotelnikov of RAS (Fryazino branch) (1 Vvedenskogo sq., Fryazino, Moscow region, Russia)

УДК 687.586.5

Демин, А. Н.

Экспериментальные исследования основной погрешности измерений волоконнооптического датчика электрического тока на основе эффекта Фарадея в Вi₁₂SiO₂₀ и Bi₁₂GeO₂₀ / А. Н. Демин, В. И. Смыслов, Т. В. Потапов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 47–53. УДК 621.317

А. В. Савенков, П. П. Першенков

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ УРОВНЕМЕРОВ

A. V. Savenkov, P. P. Pershenkov

SOME ASPECTS OF DESIGN ULTRASONIC LEVEL METERS

Аннотация. Актуальность и цели. Целью статьи является анализ возможных решений для измерения уровня жидких веществ и предложение оптимальных способов для инновационного проектирования датчиков уровня жидких веществ, используемых для измерительных целей. Материалы и методы. Проанализирована аналогия между распространением волны в акустической среде и линией передачи, что позволяет описывать электромеханическую передачу сигнала в пьезоэлектрическом материале, который является основой рабочего элемента ультразвукового преобразователя. Задача предварительного моделирования ультразвуковых систем сводится к построению модели ультразвукового преобразователя с применением электрических компонентов, таких как линия передачи и управляемые источники тока и напряжения. Результаты. Предложена методика для компьютерного моделирования выходного сигнала с ультразвукового преобразователя на начальном этапе инженерного проектирования готового электронного изделия. Выводы. Предлагаются рекомендации по проектированию датчиков уровня жидких веществ с учетом возможностей компьютерного моделирования для гарантированной надежной работы в реальных условиях при решении измерительных задач различной сложности.

A b s t r a c t. Background. The aim of the article is to analyze the possible solutions for level measurement of liquids and demand urgent ways for the innovative design of the level of liquids sensors used in a variety of measurement tasks. Materials and methods. Was analyzed the analogy between the propagation of waves in an acoustic environment, and the transmission line that allows you to describe the electromechanical transmission signal in the piezoelectric material, which is the basis of the ultrasonic transducer operating element. preliminary ultrasound systems modeling problem reduces to the construction of the ultrasonic transducer using a model of electrical components, such as a transmission line and controlled sources of current and voltage. *Results.* A method for computer modeling of the output signal from the ultrasonic transducer at the initial stage of the engineering design of the finished electronic product. *Conclusions.* We offer advice on the design of liquid level sensors substances taking into account possibilities of computer simulation to ensure reliable operation in real conditions for solving measurement tasks of varying complexity.

Ключевые слова: ультразвуковой преобразователь, линия передачи, модель Лича, акустическая волна, измерение.

Key words: ultrasonic transducer, transmission line, Leach model, acoustic wave, measuring.

Задачи, требующие измерения уровня жидких продуктов, исключительно многообразны и встречаются в различных областях техники. Измерение уровня жидкости необходимо во многих производственно-технологических процессах, в системах экологического мониторинга и безопасности, для контроля массы, расхода жидких продуктов при их хранении и транспор-

тировке. Актуальность измерения уровня жидкостей возрастает по мере повышения степени автоматизации производственных процессов, систем контроля и учета.

По методам измерения уровня имеется большое число публикаций и в силу актуальности задачи их число продолжает расти [1–10]. Наиболее широко применяют приборы бесконтактного измерения уровня, например, ультразвукового типа. Применение ультразвука позволяет отказаться от механических трущихся частей в конструкции зондов и позволяет реализовать бесконтактный метод измерения. Принцип действия ультразвукового уровнемера основан на облучении контролируемой поверхности ультразвуковыми волнами и приеме отраженного сигнала. Ультразвуковой уровнемер состоит из излучателя и приемника. Излучатель испускает ультразвуковые волны, часть которых отражается от поверхности объекта измерения и возвращается назад в приемник, где фиксируется, преобразовывается, например, в цифровой код, который затем программно обрабатывается. Специализированное программное обеспечение позволяет из спектра отраженного сигнала выделять полезный сигнал и отфильтровывать ложные сигналы. При излучении ультразвуковых волн высокой мощности потери сигнала могут сводиться к нулю.

Сегодня современный уровнемер – это серьезный инструмент, который задает необходимую точность измерений и метрологические характеристики.

Разработка пьезоэлектрического уровнемера является сложной технической задачей, включающей знание физической акустики, аналоговой электроники, свойств материалов. Эта задача усложняется в связи с отсутствием доступной информации о частотных и тепловых характеристиках таких материалов. Оптимальная комбинация необходимых материалов может подбираться методом проб и ошибок, но этот процесс можно существенно сократить с помощью предварительного компьютерного моделирования. Компьютерное моделирование позволяет решить поставленную задачу посредством применения теоретических моделей, а также задачи, недоступные для прямого экспериментального изучения, которые также сложны и для теоретического анализа. Компьютерное моделирование позволяет устранить разрыв между анализом данных и экспериментом, что покрывает взаимную недостаточность эксперимента и теории. Компьютерное моделирования [1]. Компьютерный эксперимент является новым и потенциально мощным инструментом. Путем объединения стандартной теории, эксперимента и компьютерного моделирования можно исследовать новые и нерешенные задачи.

В литературе были предложены электрические аналоги одномерной акустической волны. Мейсон [2] смоделировал электромеханические преобразователи со смешанной эквивалентной схемой. Редвуд [3] добавил линию передачи в модель Мейсона для получения информации об обратном переходном процессе в пьезоэлектрическом преобразователе. С помощью линии передачи можно представить временную задержку, необходимую механическому сигналу для прохождения с одной стороны преобразователя на другую. В модели Лича [4] используются контролируемые источники тока и напряжения. Лич математически приравнивает к нулю одно из электромеханических уравнений, представляя каждое из них в форме передаточных уравнений. Путмер [5] применяет линию передачи с потерями в модели Лича для получения акустического затухания. В данной работе применяется подход Путмера [5] для получения электрического аналога одномерной акустической волны распространяющейся через разные среды. Акустическое возмущение распространяется вдоль одного направления и состоит из продольных волн, которые нормальны к направлению распространения. Их амплитуды достаточно малы для сохранения их свойств в области линейной зависимости, в этом случае не нарушается принцип суперпозиции. Имея модуль эластичности и коэффициент поперечного сжатия, можно определить необходимые электрические параметры. Проверка теории проводится путем сравнения экспериментальных данных, полученных для различных сред при фиксированных частоте и температуре.

Пьезоэлектрический эффект можно смоделировать с применением регулируемого источника напряжения и тока (рис. 1) [4]. Эквивалентная схема включает постоянную емкость C_0 (емкость между электродами), линию передачи (в роли механической части пьезоэлектрического передатчика) и два регулируемых источника тока и напряжения для связи между электрической и механической частями цепи.



Рис. 1. Эквивалентная схема пьезоэлектрического преобразователя (модель Лича): *l* – толщина; *f* – сила; *u* – скорость частицы; *v* – напряжение; *i* – ток; *h* – пьезоэлектрическая константа; *s* – оператор Лапласа [1]

Предположим, что ультразвуковой импульс перемещается через среду с конечной скоростью. Этот импульс может быть представлен как возмущение, на которое реагирует среда. В случае с продольной волной возмущение является сжатием или растяжением, в результате которого среда возвращается в состояние равновесия. Сжатие или растяжение в среде связаны с ее плотностью ρ и восстанавливающая сила связана со средним объемным модулем упругости *M* [6], а соотношение со скоростью можно представить в виде

$$c = \sqrt{\frac{M}{\rho}}.$$
 (1)

По аналогии с электрической линией передачи электрический импульс может проходить через среду. Эти импульсы, распространяющиеся с определенной скоростью, принимаются на другом конце линии в виде очень коротких, но конечных промежутков времени. Подобно акустической волне, электрические импульсы концентрируются и рассеиваются на электронах в линии передачи [7].

В эквивалентной схеме (рис. 1) линия передачи описывается четырьмя основными параметрами:

– *R* – это сопротивление в обоих проводниках на единицу длины;

-L – это индуктивность в обоих проводниках на единицу длины;

- *G* – это проводимость в диэлектрической области на единицу длины;

- С - это емкость между проводниками на единицу длины.

R и *G* обращаются в ноль в условиях без потерь (в идеальных условиях).

Эквивалентная схема линейного сегмента длиной Δx линии передачи с эквивалентной схемы (рис. 1) представлен на рис. 2 [1].





Найдем эти четыре параметра (*R*, *L*, *G*, *C*). При помощи закона Кирхгофа для напряжения имеем

$$v(x,t) - R\Delta x i(x,t) - L\Delta x \frac{\partial i(x,t)}{\partial i} - v(x + \Delta x,t) = 0, \qquad (2)$$

преобразуем полученное выражение к следующему виду:

$$-\frac{\mathbf{v}(x+\Delta x,t)-\mathbf{v}(x,t)}{\Delta x} = Ri(x,t) + L\frac{\partial i(x,t)}{\partial t},$$
(3)

решаем при $\Delta x \rightarrow 0$ и получим

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = Ri(x,t) + L\frac{\partial i(x,t)}{\partial t}.$$
(4)

Теперь мы имеем одно уравнение, включающее *R* и *L*. Для получения еще одного уравнения с *G* и *C* применим закон Кирхгофа для тока и получим

$$i(x,t) - G\Delta x v(x + \Delta x, t), \qquad (5)$$

$$-C\Delta x \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t} - i(x + \Delta x, t) = 0, \qquad (6)$$

решаем при $\Delta x \rightarrow 0$ и получим

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = Gv(x,t) + C\frac{\partial v(x,t)}{\partial t}.$$
(7)

Дифференциальные уравнения первого порядка в частных производных (4)–(6) можно упростить, если напряжение v(z,t) и ток i(z,t) являются временными гармоническими функциями косинуса:

$$\mathbf{v}(x,t) = real(V(x)e^{j\omega t}), \tag{8}$$

$$\mathbf{v}(x,t) = real(I(x)e^{j\omega t}),\tag{9}$$

где о – угловая частота.

Подставим уравнения (8), (9) в уравнения (4), (5) соответственно и запишем следующим образом:

$$-\frac{dV(x)}{dx} = (R + j\omega L)I(x), \qquad (10)$$

$$-\frac{dI(x)}{dx} = (G + j\omega C)V(x).$$
(11)

Уравнения (10) и (11) можно использовать для нахождения постоянной распространения и для характеристики сопротивления линии передачи. Путем дифференцирования уравнений (10) и (11) относительно *z* получим

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = \gamma^2 V(x) , \qquad (12)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = \gamma^2 I(x), \qquad (13)$$

где ү – постоянная распространения,

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \qquad (14)$$

здесь α – коэффициент затухания (действительная часть постоянной распространения); β – фазовая постоянная линии (мнимая часть постоянной распространения).

Общее решение дифференциального уравнения имеет вид

$$V(x) = Ae^{-(\alpha+j\beta)x} + Be^{(\alpha+j\beta)x}.$$
(15)

Временная составляющая уравнения (15) может быть получена путем умножения на $j\omega t$:

$$V(x,t) = V(x)e^{j\omega t} = Ae^{-\alpha x}e^{j(\omega t - \beta x)} + Be^{-\alpha x}e^{j(\omega t + \beta x)}.$$
(16)

Уравнение (16) описывает две бегущих волны: одна перемещается в положительном направлении с амплитудой *A*, пока другая – в противоположном направлении с амплитудой *B*. Обе волны рассеиваются при достижении уровня α.

Эти же уравнения отвечают и за распространение акустической волны. В случае с гармоническими волнами (уравнения (12) и (13)) имеем линейные уравнения плоской акустической волны с потерями:

$$\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} + k_c^2 p(x,t) = 0, \qquad (17)$$

$$\frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} + k_c^2 u(x,t) = 0, \qquad (18)$$

где p(x,t) – давление, u(x,t) – скорость частицы [1]. Эквивалент γ – это k_c – сложное волновое число, составленное из коэффициента затухания α и волнового числа k.

Основное решение волнового уравнения (17):

$$p(x,t) = Ae^{-\alpha x}e^{j(\omega\tau - kx)} + Be^{\alpha x}e^{j(\omega\tau + kx)},$$
(19)

оно также идентично решению, полученному для уравнения (16) для линии передачи. Уравнение (18) имеет решение в такой же форме. Сложное волновое число k_c дает нам

$$k_c = \frac{\omega}{c} \frac{1}{\sqrt{1+j\omega t}},\tag{20}$$

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2} - 1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \right]^{\frac{1}{2}},$$
(21)

$$k_{c} = \frac{\omega}{c} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{1 + (\omega\tau)^{2}} + 1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^{2}}} \right]^{\frac{1}{2}}.$$
(22)

При объединении этих двух теорий аналогия по типу импеданса выбрана, потому что механическая сила представлена напряжением, а ток представляет собой скорость частицы. Для непрерывности характеристики импеданса должны выполняться граничные условия, также как и для давления и нормальной скорости частицы. Для линии передачи с потерями [1] характеристика импеданса Z_{el} равна

$$Z_{el} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}},$$
(23)

а за счет потерь в акустической среде характеристика акустического импеданса Z :

$$Za = pc\sqrt{1+j\omega\tau} , \qquad (24)$$

где р – плотность среды.

Преобразовываем уравнения (23) и (14) :

$$Z_{el} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + \frac{1}{2j\omega} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) \right], \tag{25}$$

$$\gamma \cong \frac{1}{2}\sqrt{LC} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right) + j\omega\sqrt{LC} .$$
(26)

Рассматривая мелкие, но не незначительные потери, где $R << \omega L$, $G << \omega C$ и $\omega \tau << 1$, второе составляющее уравнения (25) незначительное, и остается такая характеристика импеданса, как $\sqrt{\frac{L}{C}}$. Из уравнения (24) потери на акустической составляющей низки и импеданс может быть приравнен к *pc*. Также волновое число *k* из уравнения (22) можно приравнять к ω/c . Для корреляции этих двух характеристик мы выбираем аналогию по типу импеданса (рис. 1), где сила (не давление) представляется напряжением, а скорость частицы – током. Тогда получим эквивалент между двумя системами:

$$Z_{el} \cong ZaA \,, \tag{27}$$

где А – площадь поперечного сечения акустического луча.

После соответствующих преобразований получаем

$$L = Ap. \tag{28}$$

Действительная часть уравнения (24) – это коэффициент затухания:

$$C = \frac{1}{Apc^2},$$
(29)

$$\alpha = \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{R}{L}\right) + \frac{1}{2}\sqrt{LC}\left(\frac{G}{C}\right).$$
(30)

Проводя параллель с классической теорией акустического затухания, имеем

$$\alpha_{classical} = \alpha_{v} + \alpha_{tc} , \qquad (31)$$

где α_v – коэффициент затухания из-за вязких потерь; α_{tc} – коэффициент затухания из-за тепловой проводимости.

Из уравнений (28)–(30) можно найти *R* и *G* для модели затухания, а именно:

$$R = 2pcA\alpha_V, \qquad (32)$$

$$G = \left(\frac{2\alpha_{tc}}{pcA}\right). \tag{33}$$

Поскольку рассматриваемые здесь вещественные среды имеют низкую теплопроводность, то потери от теплопроводности незначительны, можно записать G = 0. Уравнения (28), (29), (31) можно назвать конечными для дальнейших задач компьютерного моделирования процессов.

Путем нехитрых математических операций значение параметра уровня можно легко преобразовывать в объемные и весовые параметры жидкостей в резервуарах, цистернах и т.д. в каждый момент времени.

Различают датчики уровня для сигнализации достижения предельных или заданных значений уровня рабочей среды – датчики предельного уровня или сигнализаторы уровня, а также датчики для непрерывного измерения уровня – уровнемеры или преобразователи уровня. Первый тип устройств обычно характеризуется цифровым логическим выходом, выход уровнемеров может быть аналоговым или цифровым. Выбор того или иного интерфейса зависит от решаемой задачи и от требований совместимости с системой управления [8].

При проектировании уровнемеров необходимо учитывать следующие особенности выходного сигнала:

- распространение волн в среде идет с конечной скоростью и зависит от температуры;
- волны могут рассеиваться и искажаться на присутствующих в среде частицах;
- турбулентность жидкости.

В заключение отметим, что вынесенная на рассмотрение аналогия между акустической средой и линией передачи, рассматриваемая в качестве способа для построения модели ультразвукового преобразователя с применением контролируемых источников тока и напряжения, обеспечивает возможность для моделирования процесса распространения акустической волны в среде с необходимым физическим принципом действия проектируемого устройства для гарантии надежной работы в реальных условиях и является залогом стабильного функционирования, а также качества конечного измерительного устройства.

Список литературы

- Yogendra, B. Gandole Computer modeling and simulation of ultrasonic system for material characterization / B. Yogendra // Modeling and Numerical Simulation of Material Science. – 2011. – Vol. 1. – P. 1–13.
- Mason, W. P. Electromechanical Transducers and Wave Filters / W. P. Mason // Van Nostrand. New York, 1942.
- Redwood, M. Transient Performance of a Piezoelectric transducer / M. Redwood // Journal of the Acoustical Society of America. – 1961. – Vol. 33, Issue 4. – P. 527.
- Leach, W. M. Controlled-Source Analogous Circuits and SPICE Models for Piezoelectric Transducers / W. M. Leach // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. – 1994. – Vol. 41. – P. 60–66.
- Puttmer, A. SPICE Model for Lossy Piezoceramic Transducers / A. Puttmer, P. Hauptmann, R. Lucklum, O. Krause and B. Henning // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. – 1997. – Vol. 44, № 1. – P. 60–66.
- 6. Kinsler, L. E. Fundamentals of Acoustics / L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, J. V. Sanders. 3nd Ed. Wiley ; New York, 1982.
- 7. Cheng, D. K. Field and Wave Electromagnetics / D. K. Cheng. 2nd Ed. Addison-Wesley, 1989.
- 8. Лявин, Ю. Сигнализаторы уровня производства НПК «ТЕКО» / Ю. Лявин // Критерии выбора и рекомендации по применению. Компоненты и технологии. 2012. № 1. С. 42–45.
- 9. Соснин, Д. А. Разработка канала ИИС для измерения уровня жидкости ультразвуком / Д. А. Соснин, Ю. Г. Кузьмин // Ползуновский альманах. 2014. № 1. С. 190–191.
- Meribout, M. A new ultrasonic-based device for accurate measurement of oil, emulsion, and water levels in oil tanks / M. Meribout, M. Habli, A. Al-Naamany, K. Al-Busaidi // Instrumentation and Measurement Technology Conference. – 2004. – Vol. 3. – P. 1942–1947.

Савенков Александр Валерьевич

соискатель,

Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

Першенков Петр Петрович

кандидат технических наук, профессор, кафедра физики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: peter@pnzgu.ru Savenkov Aleksandr Valer ´evich applicant, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Pershenkov Petr Petrovich

candidate of technical sciences, professor, sub-department of physics, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.317

Савенков, А. В.

Некоторые аспекты проектирования ультразвуковых уровнемеров / А. В. Савенков, П. П. Першенков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 54–60.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.518.3

И.А.Сидорова

НОВЫЙ ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

I. A. Sidorova

NEW APPROACH TO IMPROVEMENT OF THE INTEGRATING MEASURING TRANSDUCERS FOR INFORMATION AND MEASURING SYSTEMS

Аннотация. Актуальность и цели. Рассмотрены некоторые особенности анализа и синтеза интегрирующих измерительных преобразователей, относящихся к классу нелинейных динамических систем. Объектом исследования являются интегрирующие измерительные преобразователи с однобитным квантованием замкнутой структуры. Целью работы является поиск новых путей совершенствования интегрирующих измерительных преобразователей как базового элемента информационно-измерительных систем. Материалы и методы. Используется системный подход к рассмотрению интегрирующих измерительных преобразователей, применяется эффективный метод анализа и переноса достижений из смежных областей, основанный на общности математических моделей. Результаты. Предложен новый подход к решению задач совершенствования интегрирующих измерительных преобразователей для информационно-измерительных систем, согласно которому интегрирующий измерительный преобразователь рассматривается как нелинейная динамическая структура, для описания которой применяется математическая теория детерминированного хаоса. Выводы. Новый подход позволяет существенно расширить область поиска новых технических решений, проводить исследования свойств нелинейных интегрирующих измерительных преобразователей с использованием элементов анализа теории динамического хаоса, в перспективе использовать технические возможности по реализации сложных методов цифровой обработки сигналов и получить максимальный технический эффект при практическом использовании интегрирующих измерительных преобразователей для решения сложных инженерных задач в информационноизмерительных системах.

A b s t r a c t. Background. Some features of the analysis and synthesis of the integrating measuring transducers belonging to the class of nonlinear dynamic systems are considered. Integrating measuring transducers with one-bit quantization with the closed structure are an ob-

ject of researching. The purpose of this paper is to search a new ways to improvement of the integrating measuring transducers as basic element of information and measuring systems. *Materials and methods*. The systems concept to consideration of integrating measuring transducers is used, the effective method of the analysis and transfer of achievements from adjacent areas based on a mathematical models is applied. *Results*. Approach to the solution of tasks of enhancement of integrating measuring transducers for the information and measuring systems according to integrating measuring transducers is considered as nonlinear dynamic structure to which description the theory of the determined chaos is applied is offered. *Conclusions*. New approach allows to expand significantly the field of search of new technical solutions, to conduct researches of properties of the nonlinear integrating measuring transducers with use of elements of the analysis of the dynamic chaos theory, in the long term to use technical capabilities on realization the difficult methods of digital signals processing and to gain the maximum technical effect at practical use of the integrating measuring transducers for the solution of complex engineering challenges in information and measuring systems.

Ключевые слова: интегрирующий измерительный преобразователь, информационно-измерительные системы, нелинейность, сигма-дельта модулятор, системы детерминированного хаоса.

K e y w o r d s: integrating measuring transducers, information and measuring systems, nonlinearity, sigma-delta modulator, systems of the determined chaos.

Введение

В соответствии с Государственной программой «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности на 2013–2025 годы», утвержденной распоряжением Правительства Российской Федерации № 2396-р от 15 декабря 2012 г., важнейшей задачей современной российской микроэлектроники является существенное сокращение отставания российской электроники и радиоэлектроники от мировых показателей (достижение уровня технологии 0,010 мкм к 2025 г.); увеличение доли отечественных радиоэлектронных изделий как на внутреннем, так и на мировом рынке радиоэлектроники (до 40 % на внутреннем рынке, 0,8 % на мировом рынке к 2025 г.); увеличение доли инновационной продукции в радиоэлектронной промышленности; рост числа отечественных и зарубежных патентов на объекты интеллектуальной собственности, полученных научными организациями и их работниками. Непрерывная тенденция повышения уровня значимости цифровых измерений, обработки информации и развитие технологий стимулирует развитие теории и дальнейшее совершенствование средств измерений. Поэтому в настоящее время в области измерительной техники и приборостроения остаются актуальными вопросы совершенствования интегрирующих измерительных преобразователей (ИИП), являющихся важнейшими элементами современных информационноизмерительных систем (ИИС).

Наибольшее распространение получили ИИП с сигма-дельта-архитектурой, реализующие алгоритм однобитного аналого-цифрового преобразования, так называемые однобитные сигма-дельта-модуляторы (СДМ). СДМ относятся к классу нелинейных динамических систем из-за наличия в их структуре нелинейного элемента – квантователя. Отличительной особенностью СДМ являются уникальные характеристики по линейности функции преобразования, высокой разрядности в сочетании с простотой реализации по технологии «система на кристалле». Непрерывный рост рынка ИИП с сигма-дельта архитектурой подтверждает расширение сферы применения таких преобразователей в ИИС: наряду с традиционными задачами они используются в измерительных системах электрокардиографии и электроэнцефалографии, хроматографии, сейсмических исследований [1, 2].

Анализ современной отечественной и зарубежной научной литературы подтверждает, что в последние годы растет число работ, посвященных как теории, так и практике построения ИИП с сигма-дельта-архитектурой, обладающими наилучшими показателями по точности преобразования. Им посвящено большое количество научных работ, выполненных в научных школах, возглавляемых отечественными учеными В. В. Бариновым, Е. Н. Бормонтовым,

В. И. Диденко, С. В. Кондратенко, А. С. Коротковым, М. Ю. Михеевым и др. Особое место среди них занимает научная школа Э. К. Шахова. В ряде работ, в первую очередь зарубежных авторов R. Schreier, O. Feely, L. O. Chua, H. Wang Soren, Chris Dunn, Mark Sandler, для исследования СДМ предлагается использовать теорию динамического хаоса – раздел математики, изучающий методы и способы решения нелинейных уравнений [3–6].

Многие проблемы при проектировании ИИС связаны с математически сложными задачами, возникающими при описании процессов преобразования информации в ИИП и нахождении оптимальных инженерных решений по заданной совокупности технических характеристик, в первую очередь это улучшение отношения «быстродействие – точность» или «объем информации – потребляемая мощность» [7, 8]. Все более жесткие ограничения накладываются на энергоэффективность в связи с миниатюризацией и построения ИИС в виде автономных модулей [9]. Жесткие ограничения требуют совершенствования существующих и поиск совершенно новых технических и структурно-алгоритмических решений, в связи с чем возникла потребность в развитии и расширении традиционных математических понятий и методов в области нелинейных динамических систем.

Метод переноса как основной метод поиска новых технических решений на этапе синтеза ИИП

При проектировании ИИП с однобитным квантователем инженер сталкивается с такими проблемами, как многообразие динамических процессов (незатухающие динамические процессы колебательного, квазиколебательного или хаотического характера), неповторяемость фазовых траекторий, отсутствие четкой границы значений коэффициентов обратной связи (OC) для границ устойчивости, высокая чувствительность флуктуационного шума квантования от входной величины [10]. Решение данных проблем в рамках классической теории линейных импульсных систем встречает неразрешимые трудности, связанные с тем, что ИИП относятся к классу нелинейных замкнутых структур [11, 12].

Начиная с середины 80-х гг. двадцатого столетия различными научными коллективами как в России, так и за рубежом ведутся активные исследования в области применения явления детерминированного хаоса в различных областях науки и техники. Эти исследования охватывают системы с импульсной модуляцией, радиосистемы, приложения к теории автоматического управления и регулирования, силовой преобразовательной технике, космической технике, квантовой электронике и др. [13–25].

Системы детерминированного хаоса задаются в виде нелинейной динамической системы:

$$\begin{cases} x_{k+1} = F(x_k) + \xi_k, \\ y_{k+1} = F(x_{k+1}) + \eta_{k+1}, \end{cases}$$
(1)

где $x_k \in \mathbb{R}^N$ – вектор начального состояния системы; $y_k \in \mathbb{R}^M$ – вектор выходного состояния системы; $\xi_k \in \mathbb{R}^N$ – шумы при движении системы; $\eta_k \in \mathbb{R}^M$ – помехи в канале наблюдения. В наиболее обобщенной форме фазовые траектории, которые описывают такую систему, представляют собой решения системы обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} x_{1} = f_{1}(x_{1},...,x_{i},...,x_{n}), \\ ... \\ x_{i} = f_{i}(x_{1},...,x_{i},...,x_{n}), \\ ... \\ x_{n} = f_{n}(x_{1},...,x_{i},...,x_{n}). \end{cases}$$
(2)

Анализ научных работ в области нелинейных систем показал, что авторы в смежных областях при исследовании нелинейных структур используют математический аппарат детерминированного хаоса, благодаря чему получены положительные результаты, ориентированные

на использование достижений современной микро- и наноэлектроники. Поэтому основным подходом на пути совершенствования ИИП как элемента ИИС, связанным с использованием математического аппарата детерминированного хаоса, был выбран известный и эффективный принцип анализа и переноса достижений и использования элементов анализа из смежных областей на уровне формализованных математических моделей и, в первую очередь, имитационных моделей.

В области теории автоматического управления было проанализировано несколько работ, в которых предложены способы управления с помощью методики параметрического синтеза, расширяющей рабочие границы устойчивости путем смещения зон квазипериодических и стохастических режимов функционирования [13]. Исследование общих свойств систем с нелинейными фильтрами различного типа в цепи управления, вопросами анализа периодических и квазипериодических движений, устойчивости с учетом и без учета шумового воздействия на систему приведено в научной работе [14]. Комплексное исследование хаотических сигналов и методов их обработки, автоматизация инженерных расчетов нелинейных замкнутых систем автоматического управления на основе бифуркационного подхода представлено в работе [15].

В теории радиосистем и радиотехники за последние десятилетия написано большое количество научных трудов (от научных статей до докторских диссертаций и грантов), связанных с режимом детерминированного хаоса. В работах [16, 17] приводится определение детерминированного хаоса, обсуждаются его свойства, формулируются условия возникновения хаотических автоколебаний и дается радиотехническая схема генератора, которая эти условия реализует. В работе [18] показано, что построение математической модели и бифуркационных диаграмм позволяет более точно определить границу устойчивости с точки зрения возникновения детерминированного хаоса, приближая тем самым математическую модель к реальному устройству в хаотическом режиме работы.

В зарубежных работах [19–21] показано, как известные методы нелинейной динамики могут быть применены к анализу поведения СДМ для определения значений параметров, при которых возможна устойчивая работа СДМ и которые трудно получить, используя другие подходы. В работе [22] исследуется влияние хаотического режима работы на сложность модулятора, его устойчивость и производительность.

В области измерительной техники вопросы, связанные с анализом работы ИИП в составе ИИС в режиме хаотических и квазипериодических колебаний, из-за сложности математического описания встречаются лишь в отдельных отечественных [23–25] работах. Но при этом нет работ, где математический аппарат теории нелинейных систем был бы изложен как методологический инструмент для анализа динамических свойств нелинейных ИИП. По этой причине предлагается новый подход, основной тезис которого – рассмотрение ИИП как нелинейной динамической системы, для корректного описания которой необходимо использовать адекватный математический аппарат – теорию детерминированного хаоса.

Применение нового подхода к совершенствованию ИИП для ИИС

В результате анализа достижений в смежных областях проведена систематизация и выбраны инструменты для исследования динамических свойств нелинейных ИИП, положенные в основу нового подхода к решению задач совершенствования и расширения потенциальных возможностей ИИП, который объединяет необходимые элементы анализа и расчета математических моделей из теории нелинейных систем и использует результаты исследований из области измерительной техники на сегодняшний день.

В качестве математического аппарата для описания свойств ИИП используется аппарат теории детерминированного хаоса, методы спектрального и корреляционного анализа. Для исследования свойств нелинейных ИИП предлагается применять следующие инструменты анализа из теории нелинейных динамических систем: обнаружение хаотических колебаний (исследование аномальных отклонений); выделение различных хаотических режимов (исследование сценариев перехода от периодических колебаний к хаотическим и обратно); построение качественных характеристик (бифуркационных диаграмм); измерение количественных свойств (расчет устойчивости, корреляции).

Для исследуемых нелинейных систем нахождение аналитических решений в большинстве случаев невозможно, а численное моделирование является эффективным средством, но трудоемким процессом. Моделирование таких систем является возможным с использованием имитационных моделей. По этой причине была выбрана и обоснована базовая модель для исследования свойств нелинейных ИИП, удовлетворяющая следующим критериям:

1) базовая модель должна быть максимально простой с точки зрения расчета;

2) базовая модель должна отражать все основные свойства нелинейных систем детерминированного хаоса;

3) модель должна позволять решать практические задачи (обладать свойством конструктивности).

Как известно из теории нелинейных систем, свойства хаотических колебаний не зависят от вида нелинейности и проявляются в разностных уравнениях такого класса только с размерностью $n \ge 3$, и с увеличением размерности свойства не меняются [12]. Поэтому в качестве базовой модели согласно вышеперечисленным критериям с точки зрения практической реализации и простоты вычислений был выбран ИИП третьего порядка с однобитным квантователем, теоретически обеспечивающий абсолютную линейность функции преобразования.

На основе предложенного подхода проведем исследование свойств перемежаемости (перехода от периодических колебаний к хаотическим и обратно) и высокой чувствительности к начальным условиям на базовой имитационной модели СДМ третьего порядка. На рис. 1 представлена Simulink-модель СДМ третьего порядка, где элементы Integ1, Integ2, Integ3 имитируют работу интеграторов; Td = 1 – дискретизатор (задает шаг дискретизации); Tint1, Tint2, Tint3 – постоянные времени интеграторов, Sign выполняет однобитный квантователь.



Рис. 1. Simulink-модель структуры СДМ третьего порядка

Система разностных уравнений, описывающая работу СДМ третьего порядка, имеет вид

$$\begin{aligned} & \left\{ U_{1[n]} = U_{1[n-1]} + \varepsilon X_{[n]} - \varepsilon \lambda_1 Y_{[n-1]}, \\ & U_{2[n]} = U_{2[n-1]} + \varepsilon U_{1[n-1]} - \varepsilon \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^2}{2!} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\varepsilon^2}{2!} X, \\ & U_{3[n]} = U_{3[n-1]} + \varepsilon U_{2[n-1]} + \frac{\varepsilon^2}{2!} U_{1[n-1]} - \varepsilon \lambda_3 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^2}{2} \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^3}{6} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\varepsilon^3}{6} X, \\ & Y_{[n]} = \operatorname{sign}(U_{3[n]}), \end{aligned}$$
(3)

где $U_{k[n]}$ – напряжение на выходе *k*-го интегратора в моменты времени дискретизации $t_n = nh$; h – шаг дискретизации, n – номер шага; $\varepsilon = h\tau^{-1}$ – относительная постоянная времени интегратора; λ_1 , λ_2 , λ_3 – масштабные коэффициенты обратной связи; X – входной сигнал, Y – выходной сигнал.

Блок-анализатор ANL выполняет функцию определения наличия низкочастотных периодических колебаний в выходном сигнале модулятора путем их режекторной фильтрации, т.е. подавления периодических сигналов с заданным периодом *T*.

Функцию режекторной фильтрации выполняет набор из *k*-цифровых фильтров, каждый из которых подавляет колебание с заданным периодом, кратным *iT*. Наличие нулевой реакции

i-го фильтра (отображается как сплошная линия на экране виртуального осциллографа) говорит о присутствии в сигнале периодического колебания с периодом *iT*. При добавлении смещения 10^{-9} к входному сигналу U_x периодичность нарушается и на осциллограмме (рис. 2) видно, как периодические колебания сменяются хаотическими и обратно на 2 ,4, и 6 гармониках (нумерация сверху вниз), что дает возможность оценить чувствительность к начальным условиям ИИП, относящихся к классу систем детерминированного хаоса.



Рис. 2. Результат моделирования на этапе оценки чувствительности

На рис. 3 представлены бифуркационные диаграммы для входных сигналов $U_{x1} = 1/4$ (слева) и $U_{x2} = 1/4 + 10^{-9}$ (справа). Незамкнутая траектория на графике справа свидетельствует о наличии в системе хаотического процесса.



Рис. 3. Бифуркационные диаграммы выходного сигнала СДМ

Таким образом, на основе выявленных свойств представляется возможным решить практическую задачу выбора эффективного метода борьбы с низкочастотными колебаниями путем прямого численного эксперимента как для идеальной модели, так и для модели, содержащей элементы, имитирующие инструментальную погрешность элементов реальных схем.

Заключение

Проведен анализ отечественных и зарубежных работ, касающихся вопросов анализа и синтеза ИИП, работающих в режиме хаотических колебаний в составе ИИС. Сделан вывод, что адекватным решением задачи совершенствования ИИП с многократным интегрированием и нелинейной функцией преобразования является использование нового подхода для исследо-

вания свойств нелинейных ИИП, основанного на применении теории нелинейных импульсных систем и математического аппарата детерминированного хаоса, что обеспечит полноту анализа ИИП как нелинейного преобразователя. Проведено исследование свойств перемежаемости и чувствительности к начальным условиям для ИИП с однобитным квантованием, что подтвердило адекватность применения нового подхода. Из проведенного анализа сделан вывод, что наблюдается необычайно быстрый рост числа теоретических и экспериментальных работ по исследованию хаотической динамики, анализ предметной области которых дает понимание широты охвата данного направления исследований в различных областях науки и техники, где теория нелинейных систем уже несколько десятилетий эффективно используется.

Список литературы

- Чувыкин, Б. В. ∑∆-аналого-цифровые преобразователи: основы теории и проектирование : моногр. / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин, Э. К. Шахов. Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2009. 188 с.
- Сидорова, И. А. Анализ состояния и тенденций производства интегральных преобразователей информации ∑Δ-архитектуры / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин, А. А. Коротков, И. А. Сидорова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2014. № 1 (29).– С. 26–35.
- Сидорова, И. А. Использование теории детерминированного хаоса при моделировании интегрирующих измерительных преобразователей. / И. А. Сидорова // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. ст. III ежегод. межвуз. науч.-практ. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – С. 25–29.
- 4. Шустер, Г. Детерминированный хаос. / Г. Шустер. М. : Мир, 1988. 362 с.
- Schreier, R. Understanding delta-sigma data converters / R. Schreier, G. C. Temes. New Jersey : IEEE Press., 2005. – 446 p.
- 6. Мун, Ф. Хаотические колебания / Ф. Мун. М. : Мир, 1990. 311 с.
- Чувыкин, Б. В. Вопросы проектирования высокоточных сигма-дельта АЦП в составе информационно-измерительных систем / Б. В. Чувыкин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 39–44.
- Новицкий, П. В. Основы информационной теории измерительных устройств / П. В. Новицкий. – Л. : Энергия, 1968. – 248 с.
- 9. Сидорова, И. А. Метод повышения энергоэффективности датчиковых беспроводных систем / Б. В. Чувыкин, О. В. Тужилкин, И. А. Сидорова // Научно-технический вестник Поволжья. 2012. № 3. С. 155–158.
- 10. Сидорова, И. А. Анализ флуктуационных шумов нелинейных динамических систем с однобитным квантованием / Б. В. Чувыкин, А. В. Селезнев, И. А. Сидорова // Научно-технический вестник Поволжья. 2012. № 3. С. 151–154.
- Сидорова, И. А. Анализ системы с нелинейной динамикой на примере сигма-дельтамодулятора третьего порядка / Б. В. Чувыкин, И. Ю. Семочкина, И. А. Сидорова // XXI век: Итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. – Пенза : Изд-во ПГТА, 2012. – № 4. – С. 182–190.
- Сидорова, И. А. Вопросы классификации интегрирующих измерительных преобразователей в составе информационно-измерительных систем / Б. В. Чувыкин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 16–22.
- Михальченко, С. Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности / С. Г. Михальченко // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1 (25), ч. 1. – С. 259–268.
- 14. Палей, Д. Э. Исследование динамики дискретных систем фазовой синхронизации второго порядка с нелинейным фильтром : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.12.11 / Палей Дмитрий Эзрович. – М., 1998. – 17 с.
- Старков, С. О. Обработка и передача информации с использованием дискретных хаотических систем : автореферат дис. ... д-ра физ.-мат. наук : 01.04.03 / Старков Сергей Олегович. – М., 2002. – 35 с.
- 16. Анищенко, В. С. Генератор Анищенко Астахова как одна из базовых моделей детерминированного хаоса / В. С. Анищенко, В. В. Астахов, Т. Е. Вадивасова // Известия Саратовского университета. – 2005. – Т. 5, № 1. – С. 54–68.

- 17. Анищенко, В. С. Регулярные и хаотические автоколебания. Синхронизация и влияние флуктуаций : учебник / В. С. Анищенко, В. В. Астахов, Т.Е. Вадивасова. Долгопрудный : Интеллект, 2009. 312 с.
- 18. Антипов, О. И. Влияние учета активных потерь на детерминированный хаос в импульсном стабилизаторе напряжения инвертирующего типа / О. И. Антипов, В. А. Неганов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2007. – Т. 10, № 4. – С. 48–55.
- Orla, Feely. Nonlinear Dynamics of Chaotic Double-Loop Sigma-Delta Modulation / Feely Orla // Department of Electronic and Electrical Engineering University College Dublin (Dublin 4, Ireland, available online 22 May 2002). – Dublin, 2002.
- Wang, H. On the Stability of Third-Order Sigma-Delta Modulation / H. Wang. Proc. ISCAS, 1993. - P. 1377-1380.
- Gray, R. M. Oversampled sigma-delta modulation / R. M. Gray // IEEE Trans. Commun. 1987, May. – Vol. 35. – P. 481–489 ; Vol. 37. – P. 588–599, 956–967.
- Schreier, R. On the Use of Chaos to Reduce Idle-Channel Tones in Delta-Sigma Modulators / R. Schreier // IEEE Transactions on Circuits & Systems. – 1994, Aug. – Vol. 41, № 8. – P. 539–547.
- 23. Вигдорович, В. Н. Хаотическая составляющая шума измерительных систем как критерий их сравнения и совершенствования / В. Н. Вигдорович, А. Б. Опаричев, М. А. Каримбеков, Е. Б. Опаричев // Оборонный комплекс научно-техническому прогрессу России. 2010. № 1. С. 94–96.
- 24. Патрушева, Т. В. Численный анализ помехоустойчивости измерительного преобразователя на основе генератора хаоса / Т. В. Патрушева, Е. М. Патрушев, В. Н. Седалищев // Вестник югорского государственного университета. – 2013. – № 2 (29). – С. 90–95.
- 25. Патрушева, Т. В. Низкодобротные измерительные преобразователи, реализующие режимы детерминированных хаотических колебаний / Т. В. Патрушева, Е. М. Патрушев, В. Н. Седалищев // Ползуновский альманах. – 2015. – № 1. – С. 65–67.

Сидорова Ирина Александровна

программист,

кафедра информационно-вычислительных систем, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40) E-mail: irina-penza@mail.ru

Sidorova Irina Aleksandrovna

programmer, sub-department of information and computing systems, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.518.3

Сидорова, И. А.

Новый подход к совершенствованию интегрирующих измерительных преобразователей для информационно-измерительных систем / И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3 (17). – С. 61–68.