

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Горячев В. Я., Кисляков С. В., Нефедьев Д. И., Варушин Е. В.
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ

5

Чернецов А. В., Чернецов В. И., Чернецов М. В.
ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДАТЧИКОВ
С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ В ИНТЕРВАЛЫ ВРЕМЕНИ

14

Петряков В. Г., Наталенко В. С., Маннанов М. М., Ахметьянов И. Р.
ЭНТРОПИЯ В РАНЖИРОВАНИИ МЕТОДОВ
ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ

24

Мясникова М. Г.
ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ
ДЛЯ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ

30

Славкин И. Е., Пронин А. В.
ДАТЧИКОВАЯ АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
ХАРАКТЕРИСТИК КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

37

Ординарцева Н. П.
ПЛАНИРОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА НА ИНТЕРВАЛЬНЫХ
ПЕРЕМЕННЫХ КАК МЕТРОЛОГИЧЕСКИ ОБОСНОВАННЫЙ
ИНСТРУМЕНТ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЙ

43

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Одинокое А. А., Дементьева Е. С., Карпухин Э. В.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ SDN-СЕТЕЙ ДЛЯ LU-ФАКТОРИЗАЦИИ
СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
МАГНИТОСТРИКЦИОННЫХ УРОВНЕМЕРОВ

49

Новиков В. Н., Ульянин Н. С., Цыпин Б. В.

МОДЕЛЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ВИХРЕТОКОВЫХ
ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

58

Князьков А. В., Колдов А. С., Родионова Н. В., Светлов А. В.

СОВОКУПНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

69

Грачев А. В.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ
ИНДУКТИВНОГО ДАТЧИКА

79

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Крамм М. Н.

РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ СПОСОБА РЕКОНСТРУКЦИИ
ЭКВИВАЛЕНТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО
ГЕНЕРАТОРА СЕРДЦА ДИПОЛЬНОГО ТИПА

86

MEASURING. MONITORING. MANAGEMENT. CONTROL

Scientific-production journal

№ 3 (25), 2018

CONTENT

GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNOLOGY

Goryachev V. Y., Kislyakov S. V., Nefediev D. I., Varushin E. V.

INFORMATION-MEASURING SYSTEM
FOR MEASURING TORQUE MOMENTS

5

Chernetsov A. V., Chernetsov V. I., Chernetsov M. V.

MEASUREMENT OF PARAMETERS OF SENSORS
WITH THE INTERMEDIATE CONVERSION OF THE VOLTAGE
MEASUREMENT CIRCUIT IN THE TIME INTERVAL

14

Petryakov V. G., Natalenko V. S., Mannanov M. M., Akhmetyanov I. R.

ENTROPY RANKING METHODS RESTORE PARTS

24

Myasnikova M. G.

APPLICATION PARAMETRIC METHODS
FOR THE ANALYSIS OF NON-LINEAR SIGNALS

30

Slavkin I. E., Pronin A. V.

SENSOR EQUIPMENT FOR MEASUREMENT
OF SPACECRAFT SPACES CHARACTERISTICS

37

Ordinartseva N. P.

DESIGN OF EXPERIMENTS IN A TRACEABLE INTERVAL VARIABLES
AS A REASONABLE TOOL FOR SOLVING TASKS
OF MEASUREMENT

43

MEASUREMENTS OF ELECTRICAL AND MAGNETIC QUANTITIES

Odinokov A. A., Dementeva E. S., Karpukhin E. V.

USING SDN NETWORKS FOR LU-FACTORIZATION
OF THE SYSTEM OF MAGNETIC FIELD EQUATIONS
OF MAGNETOSTRICTIVE CONVERTERS OF LEVELS

49

Novikov V. N., Ulyanin N. S., Tsypin B. V.

MODEL OF STABILIZATION OF EDDY CURRENT
DISPLACEMENT SENSORS

58

Knyazkov A. V., Koldov A. S., Rodionova N. V., Svetlov A. V.

AGGREGATE MEASUREMENTS OF PARAMETERS
OF MULTI-ELEMENT ELECTRIC CIRCUITS

69

Grachev A. V.

ERROR ANALYSIS OF THE MEASURING CIRCUIT
OF CONVERTERS OF PARAMETERS OF THE INDUCTIVE SENSOR

79

MEDICAL AND BIOLOGICAL MEASUREMENT

Kramm M. N.

REGULARIZATION FOR THE METHOD
OF RECONSTRUCTION OF EQUIVALENT
ELECTRIC HEART GENERATOR OF THE DIPOLE TYPE

86

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.314.25

DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-1

В. Я. Горячев, С. В. Кисляков, Д. И. Неведьев, Е. В. Варушин

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ

V. Y. Goryachev, S. V. Kislyakov, D. I. Nefediev, E. V. Varushin

INFORMATION-MEASURING SYSTEM FOR MEASURING TORQUE MOMENTS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Объектом исследования являются фазовые датчики с электромагнитной редукцией, преобразующие вращающий момент в угловое перемещение. Предметом исследования является информационно-измерительная система для измерения крутящих моментов, работоспособная вне зависимости от скорости вращения вала исполнительного механизма. Целью работы является получение результатов исследования информационно-измерительной системы крутящих моментов на базе электромагнитных датчиков с электромагнитной редукцией. **Материалы и методы.** Для измерения крутящего момента на валу разработана структурная схема информационно-измерительной системы, позволяющей определять фазовый сдвиг напряжений, пропорциональный углу крутящего момента. **Результаты.** Предложен подход к определению крутящих моментов вне зависимости от скорости вращения вала исполнительного механизма. Реализован макет информационно-измерительной системы на фазовых датчиках угловых перемещений с бегущим магнитным полем. **Выводы.** Решена задача разработки информационно-измерительной системы, реализованной способом макетирования и экспериментального исследования в статическом режиме. Из полученных результатов следует, что структура данной информационно-измерительной системы может быть использована в реальных условиях эксплуатации.

A b s t r a c t. Background. The object of the study are phase sensors with electromagnetic reduction, converting the torque into angular displacement. The subject of the study is an information-measuring system for measuring torque, which is operable regardless of the speed of rotation of the actuator shaft. The aim of the work is to obtain the results of the investigation of the information-measuring torque system based on electromagnetic sensors with electromagnetic reduction. **Materials and methods.** To measure the torque on the shaft, a structural diagram of the information-measuring system has been developed, which makes it possible to determine the phase shift of the voltages proportional to the angle of the torque. **Results.** An approach is proposed for determining the torque, regardless of the speed of rotation of the actuator shaft. The mock-up of the information-measuring system on the phase sensors of angular displacements with a running magnetic field is realized. **Conclusions.** The task of development of the information-measuring system realized by the method of prototyping and

experimental research in a static mode is solved. From the obtained results it follows that the structure of this information-measuring system can be used in real operating conditions.

К л ю ч е в ы е с л о в а: крутящий момент, датчик, структурная схема информационно-измерительной системы, макет.

Key words: torque, sensor, structural diagram of the information-measuring system, layout.

Введение

Эффективные и надежные автоматические системы управления различными промышленными установками и технологическими процессами могут быть созданы лишь на базе эффективных и надежных средств автоматизации, в ряду которых первыми стоят информационно-измерительные системы (ИИС). Необходимость разработки ИИС крутящих моментов вращающихся валов различных установок была всегда актуальной. Достаточно проработан вопрос измерения крутящих моментов неподвижных валов [1]. Для таких измерений использовались ИИС в основном на базе тензометрических датчиков. Достаточно просто решается проблема измерения крутящих моментов вращающихся валов [2]. Наиболее успешным является использование ИИС на базе оптических растровых систем. И в том и другом случае звеном первичного преобразования механического вращающего момента в угловое перемещение являются упругие элементы различной конструкции [3]. Вторым звеном преобразования ИИС крутящих моментов является преобразователь (датчик), воспринимающий различные физические величины и преобразующий их в электрические сигналы.

Исполнительные механизмы механических устройств работают как в режиме неподвижных валов, так и с вращающимися валами [4]. Поэтому разработка ИИС крутящих моментов, способных работать вне зависимости от вращения валов, является актуальной.

Данная работа определяет возможности реализации ИИС крутящих моментов валов, способной измерять крутящие моменты на валу вне зависимости от скорости вращения вала. Структура ИИС разработана на базе торсиона и фазовых датчиков с электромагнитной редукцией [5].

Структурная схема ИИС крутящих моментов

Структурная схема ИИС крутящих моментов представлена на рис. 1. Источником механической энергии является двигатель, вал которого через упругий элемент (торсион) соединен с валом нагрузки. Под действием крутящего момента и момента сопротивления нагрузки торсион подвергается упругой деформации вращения, обеспечивая относительное угловое смещение валов на определенный угол, зависящий от упругих свойств торсиона. Конструкция соединительной муфты обеспечивает ограничение максимального угла закручивания торсиона для предотвращения неупругой деформации торсиона.

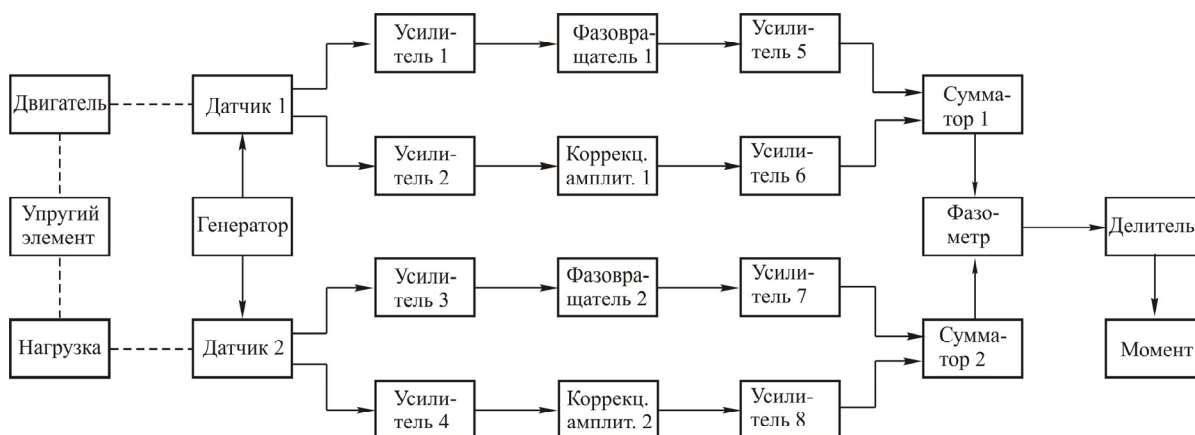


Рис. 1. Структурная схема информационно-измерительной системы крутящих моментов

Датчики с электромагнитной редукцией устанавливаются на корпусах двигателя и нагрузки соосно с их валами. При этом подвижная часть датчиков с электромагнитной редукцией расположена непосредственно на валах. Датчики 1 и 2 в предлагаемой ИИС подключены к генератору синусоидальных колебаний частотой 5 кГц. Каждый из датчиков имеет выходную синусную и косинусную обмотки, напряжения на которых пропорциональны синусу и косинусу угла поворота соответствующего вала. Напряжение с выхода синусной обмотки первого датчика подается на вход первого усилителя (см. рис. 1). Напряжение с выхода косинусной обмотки первого датчика подается на вход второго усилителя. Выходное напряжение первого усилителя подается на вход первого фазовращателя, изменяющего фазу выходного напряжения на $+90$ град. С выхода второго усилителя напряжение подается на вход первого корректора амплитуды. После дополнительного усиления этих напряжений усилителями сигналы подаются на сумматор. Напряжение на выходе сумматора имеет неизменную амплитуду и начальную фазу, пропорциональную углу поворота вала двигателя.

Напряжение с выхода синусной обмотки второго датчика подается на вход третьего усилителя. Напряжение с выхода косинусной обмотки второго датчика подается на вход четвертого усилителя. Выходные сигналы второго датчика подвергаются такой же обработке, как и сигналы первого датчика. В результате чего напряжение на выходе второго сумматора пропорционально углу поворота вала нагрузки.

Напряжения с выходов первого и второго сумматоров подаются на фазометр. Фазовый сдвиг пропорционален углу закручивания торсиона, т.е. крутящему моменту на валу двигателя.

Конструкция датчиков угловых перемещений

Конструкция датчика угловых перемещений с электромагнитной редукцией схематично представлена на рис. 2.

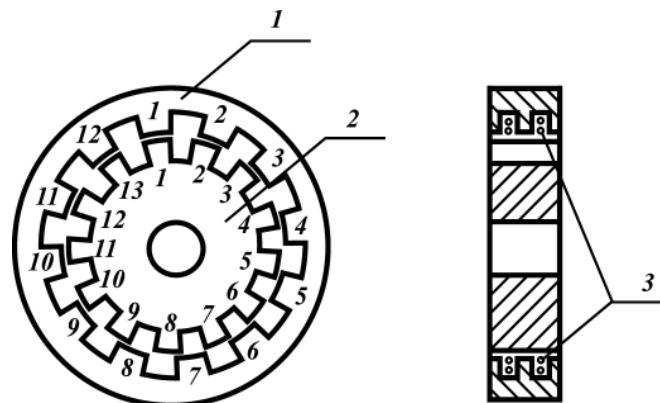


Рис. 2. Датчик угловых перемещений

Датчик состоит из статора 1, ротора 2, обмоток датчика 3. Внешняя поверхность ротора имеет зубцы, аналогичные зубцам статора. Особенность конструкции датчика угловых перемещений с электромагнитной редукцией заключается в том, что в пределах зубцового деления ширина зубца равна ширине паза, а количество зубцов ротора на единицу больше или меньше количества зубцов статора. Возможны и более сложные соотношения между количеством зубцов. На рис. 2 представлен пример конструкции датчика с 12 зубцами на статоре и 13 зубцами на роторе [6].

Как и все датчики угловых перемещений с электромагнитной редукцией, данный датчик содержит три обмотки. Обмотки возбуждения укладываются в кольцевые пазы, расположенные на внутренней стороне статора. Витки синусной обмотки распределены по синусному закону, витки косинусной обмотки распределены по косинусному закону в функции порядкового номера зубца.

Для упрощения технологии укладки обмоток датчика предлагается использовать датчики с внутренним статором. На рис. 3 представлена конструкция статора реального датчика угловых перемещений, а на рис. 4 – конструкция ротора датчика.

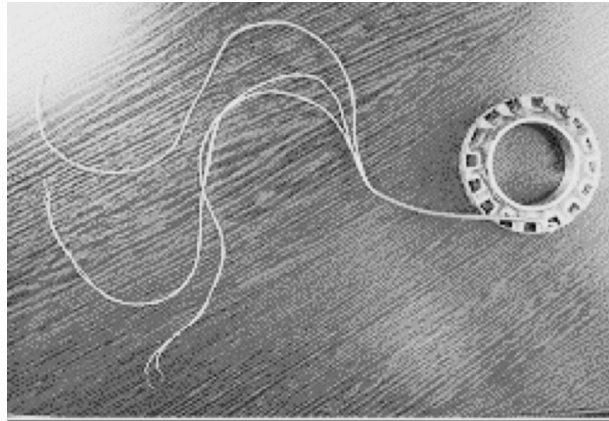


Рис. 3. Статор датчика угловых перемещений

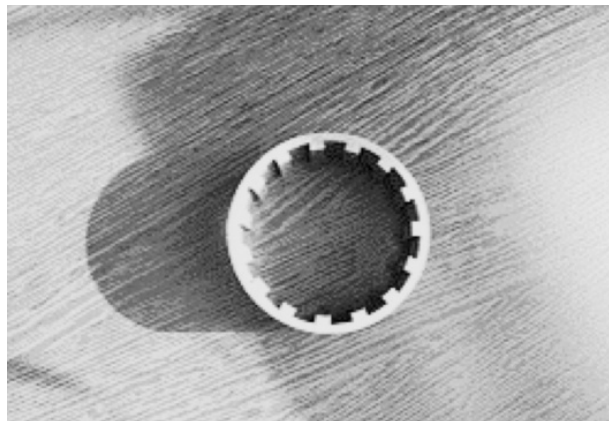


Рис. 4. Ротор датчика угловых перемещений

В пазы статора уложена синусная обмотка, число витков которой в зависимости от номера зубца статора определяется по следующей формуле:

$$W_{ck} = W_m \sin \left[\frac{2\pi}{n} (k - 0,5) \right],$$

где W_{ck} – количество витков синусной обмотки на участке k ; n – количество зубцов информационной линейки. В приведенной конструкции датчика магнитопровод статора имеет 16 участков; W_m – максимальное количество витков, которое зависит от размеров паза и диаметром провода; k – номер зубца.

В те же пазы статора уложена косинусная обмотка, число витков которой в зависимости от номера зубца статора определяется по следующей формуле:

$$W_{kk} = W_m \sin \left(\frac{2\pi}{n} (k - 0,5) \right),$$

где W_{kk} – количество витков косинусной обмотки на участке k .

Равномерная обмотка укладывается в те же пазы. Количество витков этой обмотки одинаково на всех зубцах статора.

При питании равномерной обмотки переменным током при повороте ротора на 1/16 часть оборота напряжение на выходе синусной обмотки изменяется по следующему закону:

$$u_c(t) = U_m \sin(16\lambda) \sin(\omega t + \phi).$$

Выходное напряжение косинусной обмотки

$$u_k(t) = U_m \cos(16\lambda) \sin(\omega t + \phi),$$

где $u_c(t)$ – напряжение синусной обмотки; U_m – амплитуда выходного напряжения; λ – угол поворота ротора; ω – частота питающего напряжения; ϕ – начальная фаза выходного напряжения.

Выходные напряжения синусной обмотки датчика 1, установленного на двигателе, подаются на соединенные каскадно усилитель 1, фазовращатель 1 и усилитель 5 (рис. 1). В фазовращателе напряжение синусной обмотки изменяет начальную фазу на 90 град. в сторону опережения.

Выходные напряжения усилителей 5 и 6 подаются на сумматор 1. Сумма двух напряжений, изменяющихся по амплитуде по синусному и косинусному закону в функции угла поворота ротора и сдвинутых по фазе на 90 град., будет равняться напряжению с постоянной амплитудой и фазой, кратной углу поворота ротора двигателя.

Как следует из структурной схемы, с валом нагрузки связан датчик 2. Конструкция датчика идентична конструкции датчика 1.

Выходные напряжения синусной и косинусной обмотки датчика 2 проходят такую же обработку, как и соответствующие напряжения датчика 1. Таким образом, на выходе сумматора 2 будет иметь место напряжение, неизменное по величине с фазой, кратной углу поворота вала нагрузки. Корректоры амплитуд необходимы для точной настройки результирующего коэффициента усиления.

В идеальном случае выходные напряжения сумматоров будут практически равны по величине, но фазовый сдвиг между ними будет пропорционален углу закручивания торсиона.

Основные соотношения параметров элементов фазовращателей информационно-измерительной системы крутящих моментов

На равномерные обмотки датчиков с генератора подается синусоидальное напряжение частотой 5 кГц:

$$u(t) = U_m \sin(\omega t),$$

где $\omega = \pi 10^4$ рад/с.

В статическом режиме при скорости вращения вала, равной нулю ($\Omega = 0$), на выходе синусной и косинусной обмоток формируется напряжение, частота которого равна выходной частоте генератора. Если вал двигателя вращается с частотой, отличной от нуля, то напряжение на выходах обмоток является функциями времени:

$$u_c(t) = U_m \sin(16\Omega t) \sin(\omega t + \phi),$$

$$u_k(t) = U_m \cos(16\Omega t) \sin(\omega t + \phi).$$

Множитель 16 является коэффициентом редукции датчиков, используемых в реальной ИИС.

На рис. 5 представлена схема фазовращателя 1. Начальная фаза входного напряжения фазовращателя изменяется на 90 град. в сторону опережения.

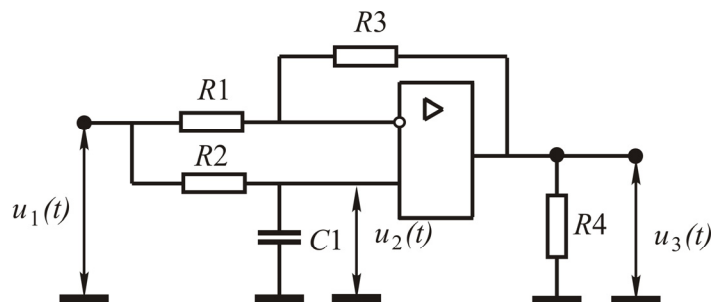


Рис. 5. Схема фазовращателя

Далее необходимо определить соотношения между параметрами элементов фазовращателя [7]. Напряжение на неинвертирующем входе фазовращателя (см. рис. 5) определится уравнением

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{1}{\underline{Z}_1} e^{-j90^\circ} = \underline{U}_1 \left(-\frac{1}{\omega C_1 Z_1} \right) e^{j(-\phi_1 + 90^\circ)} = \underline{U}_1 \sin \phi_1 e^{j(-\phi_1 + 90^\circ)},$$

где $\underline{U}_1$ – входное напряжение первого фазовращателя; $\underline{U}_2$ – комплекс напряжения на прямом входе операционного усилителя; $\omega = \pi 10^4$ – циклическая частота входного напряжения;

$\underline{Z}_1 = R_2 - j \frac{1}{\omega C_1} = \sqrt{R_2^2 + \left(\frac{1}{\omega C_1} \right)^2} e^{j\phi_1} = Z_1 e^{j\phi_1}$ – комплекс сопротивления цепи последовательно соединенных элементов R_2 и C_1 на частоте ω [8].

Напряжение на инвертирующем входе операционного усилителя равняется $\underline{U}_2$, поэтому с учетом того, что входное сопротивление ОУ можно считать равным бесконечности, выходное напряжение фазовращателя будет равно

$$\begin{aligned} \underline{U}_3 &= \underline{U}_1 - \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{R_1} (R_1 + R_3) = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \left(1 - \sin \phi_1 e^{j(-\phi_1 + 90^\circ)} \right) = \\ &= \underline{U}_1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 \sin \phi_1 e^{j(-\phi_1 + 90^\circ)}. \end{aligned}$$

Как следствие,

$$\begin{aligned} \underline{U}_3 &= \underline{U}_1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 \sin \phi_1 \left[\cos(-\phi_1 + 90^\circ) + j \sin(-\phi_1 + 90^\circ) \right] = \\ &= \underline{U}_1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 \sin \phi_1 (-\sin(-\phi_1) + j \cos(-\phi_1)). \end{aligned}$$

Выделив действительную и мнимую часть уравнения выходного напряжения, получаем

$$\begin{aligned} \underline{U}_3 &= \underline{U}_1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \underline{U}_1 (\sin^2 \phi_1 + j \sin \phi_1 \cos \phi_1) = \\ &= \underline{U}_1 \left[1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin^2 \phi_1 + j \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin \phi_1 \cos \phi_1 \right] \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \underline{U}_3 &= \underline{U}_1 \left[1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} + \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} (1 - \cos^2 \phi_1) + j \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin \phi_1 \cos \phi_1 \right] = \\ &= \underline{U}_1 \left[1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \cos^2 \phi_1 + j \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin \phi_1 \cos \phi_1 \right]. \end{aligned}$$

Модуль выходного напряжения при нулевом аргументе входного напряжения равен

$$U_3 = U_1 \sqrt{\left(1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \cos^2 \phi_1 \right)^2 + \left(\frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin \phi_1 \cos \phi_1 \right)^2}.$$

Аргумент выходного напряжения равен

$$\phi_3 = \arctg \left\{ \frac{\frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \sin \phi_1 \cos \phi_1}{1 - \frac{(R_1 + R_3)}{R_1} \cos^2 \phi_1} \right\}.$$

Стабильность начальной фазы выходного напряжения достигается тогда, когда $R_1 = R_3$, т.е. при коэффициенте усиления каскада, равном единице. В этом случае $\phi_3 = -2\phi_2$. Если $\phi_1 = -45$ град., то $\phi_3 = 90$ град.

Для сохранения соотношения напряжений синусного и косинусного каналов используется корректор амплитуды в канале косинусного напряжения.

Параметры макета ИИС крутящих моментов

Для испытаний ИИС крутящих моментов было реализовано схемотехническое макетирование.

В качестве генератора напряжений использовался генератор типа GAG-810. Напряжение генератора синусоидальной формы с частотой 5 кГц подавалось на равномерные обмотки датчиков. Коэффициент редукции датчиков равнялся 16. Максимальная амплитуда напряжений на выходах датчиков составила 5 мВ.

Напряжения с выходов датчиков подавались на электронный блок, реализованный на базе операционного усилителя типа LM324N [9]. Суммарный коэффициент усиления всех каскадов равен 1000.

Общий вид макета блока обработки сигналов представлен на рис. 6.

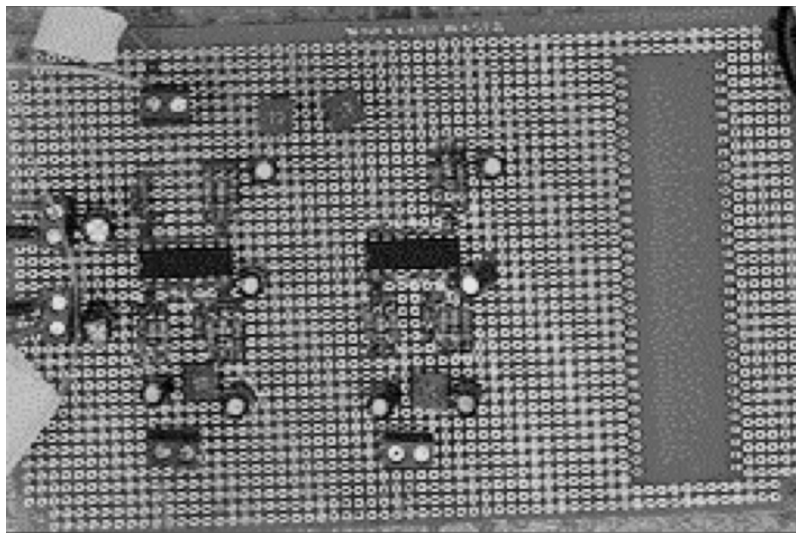


Рис. 6. Макет блока обработки сигналов

Напряжения с выходов сумматоров 1 и 2 (см. рис. 1) подавались на фазометр (Ф 2-34).

Экспериментальное исследование ИИС для измерения угловых перемещений и крутящих моментов производилось в статическом режиме [10, 11].

На валу нагрузки был закреплен стержень длиной 0,55 м перпендикулярно оси вала. На расстоянии 0,5 м от оси вала нагрузки размещалось приспособление для разновесов. Вал двигателя фиксировался в таком положении, чтобы рычаг располагался горизонтально.

Изменялись разновесы от 0 до 6 кг через 500 г. В результате эксперимента было снято 13 точек характеристики ИИС. Вес рычага при проведении испытаний не учитывался. При этом фазометр фиксировал изменение угла фазового сдвига напряжений. Результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1

M , кгс·м	0	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3
M , Нм	0	2,45	4,9	7,35	9,8	12,25	14,7	17,15	19,6	22,05	24,5	26,95	29,4
ϕ , град.	0	25,2	49,3	74,6	102	124	151	174	203	224	254	274	303

На рис. 7 показана зависимость фазового сдвига выходных напряжений от крутящего момента на валу нагрузки ИИС, работающей в статическом режиме.

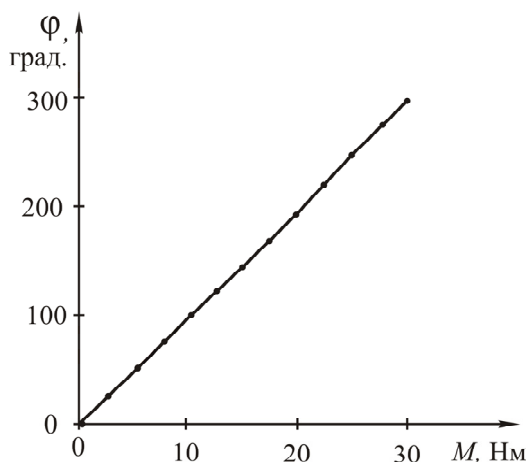


Рис. 7. Зависимость фазового сдвига выходных напряжений от крутящего момента на валу нагрузки ИИС

Зависимость фазового сдвига от крутящего момента на валу представляется практически линейной.

Приведенная погрешность исследуемой ИИС для измерения крутящих моментов в результате проведенного эксперимента составила менее 2,5 %.

Заключение

Решена задача разработки ИИС для измерения крутящих моментов на основе редуционного электромагнитного датчика, отличающаяся простотой построения и использования. Проведенные экспериментальные исследования ИИС для измерения крутящих моментов, построенной на базе макетного образца редуционного электромагнитного датчика, показали приемлемые метрологические характеристики. Таким образом, данная структура ИИС может быть использована в реальных условиях эксплуатации.

Библиографический список

1. Батоврин, А. А. Электромашины фазовращатели / А. А. Батоврин. – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – С. 124.
2. Конюхов, Н. Е. Электромагнитные датчики механических величин / Н. Е. Конюхов, Ф. М. Медников, М. Л. Нечаевский. – М. : Машиностроение, 1987. – С. 256.
3. Осадчий, Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Е. П. Осадчий. – М. : Машиностроение, 1979. – С. 480.
4. Горячев, В. Я. Редукционные датчики угловых перемещений с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин, Ю. А. Шатова // Новые промышленные технологии. – 2007. – Вып. 2. – С. 45–50.
5. Петропавловский, В. П. Фазовые цифровые преобразователи угла / В. П. Петропавловский, Н. В. Сеницын. – М. : Машиностроение, 1984. – С. 136.
6. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем : монография / В. Я. Горячев. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – С. 308.
7. Горячев, В. Я. Влияние конструктивных параметров фазовых датчиков с бегущим магнитным полем на их метрологические характеристики / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин // Датчики и системы. – 2006. – Вып. 12. – С. 18–22.
8. Горячев, В. Я. Анализ систематической погрешности информационно-измерительной системы на основе датчика биений с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, О. В. Гаврина, Ю. К. Чапчиков, Ю. А. Шатова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 1 (25). – С. 46–57.
9. Гришко, А. К. Управление электромагнитной устойчивостью радиоэлектронных систем на основе вероятностного анализа динамики информационного конфликта / А. К. Гришко, А. С. Жумабаева, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 4 (18). – С. 66–75.
10. Артамонов, Д. В. Методика проведения экспериментально-теоретических динамических исследований в процессе проектирования приборных устройств / Д. В. Артамонов.

нов, А. Н. Литвинов, Н. К. Юрков // Надежность и качество сложных систем. – 2017. – № 4 (20). – С. 28–34.

11. Экспериментальная информационно-измерительная система для проведения испытаний на воздействие вибрации / С. А. Бросилов, Д. А. Голушко, Н. В. Горячев, В. А. Трусов, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 1 (19). – С. 64–70.

Горячев Владимир Яковлевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: gorvlad1@yandex.ru

Goryachev Vladimir Yakovlevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Кисляков Сергей Вячеславович

инженер,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: sergey_kuz3ws@mail.ru

Kislyakov Sergey Vyacheslavovich

engineer,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Нефедьев Дмитрий Иванович

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

Nefediev Dmitriy Ivanovich

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

Варушин Евгений Владимирович

инженер,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: mal.bi.sh@mail.ru

Varushin Evgeniy Vladimirovich

engineer,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.314.25

Горячев, В. Я.

Информационно-измерительная система для измерения крутящих моментов / В. Я. Горячев, С. В. Кисляков, Д. И. Нефедьев, Е. В. Варушин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 5–13. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-1.

А. В. Чернецов, В. И. Чернецов, М. В. Чернецов

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДАТЧИКОВ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ В ИНТЕРВАЛЫ ВРЕМЕНИ

A. V. Chernetsov, V. I. Chernetsov, M. V. Chernetsov

MEASUREMENT OF PARAMETERS OF SENSORS WITH THE INTERMEDIATE CONVERSION OF THE VOLTAGE MEASUREMENT CIRCUIT IN THE TIME INTERVAL

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Объектом исследования являются средства измерения для параметрических датчиков, представляемых схемой замещения в виде двухполюсной электрической цепи; реализующий способ и алгоритм инвариантного преобразования информативного параметра датчика независимо от неинформативных. Важным при этом является разработка ориентированных на применение современных вычислительных средств алгоритма и схемы измерения на основе способа промежуточного преобразования параметров датчика в интервалы времени, для которых имеются простые и высокоточные меры времени. Целью работы является разработка и исследование основных метрологических характеристик простого в реализации измерительного преобразователя параметров датчиков с улучшенными точностными параметрами; распространение полученных условий инвариантного преобразования на датчики, описываемые многоэлементными схемами замещения. **Материалы и методы.** Используемые в работе методы аналитического анализа и математического моделирования соответствуют требованиям теории анализа электрических цепей, автоматического управления и математического моделирования. Проведен анализ влияния основных источников погрешностей и представлены возможные пути снижения их влияния на результат измерения. **Результаты.** Разработаны структурная схема измерительного преобразователя и измерителя параметров датчика в целом, получены математические модели, описывающие алгоритмы инвариантного преобразования, а также математические модели влияния основных погрешностей на результат измерения. Показано, что в измерителях с промежуточным преобразованием в интервалы времени погрешность тренда нуля частично компенсируется и имеется возможность сокращения цикла измерения до одного полупериода генерируемых измерительным преобразователем колебаний по сравнению с известными измерителями на основе преобразователей параметров датчика в частоту (период). Показана применимость разработанного способа для измерения параметров датчиков, представляемых многоэлементной электрической схемой замещения. **Выводы.** Предложенные решения построения измерителей параметров датчиков позволяют повысить точность за счет снижения числа аналоговых операций для обеспечения инвариантности результата и выполнения их вычислительными средствами, а также за счет алгоритма преобразования, снижающего влияние погрешностей наиболее типичных для данного класса измерителей и возможности применения высокоточных мер времени для измерения длительностей промежуточных унифицированных сигналов. Проведенный анализ предложенного примера схемы средства измерения подтверждает полученные выводы и рекомендации.

A b s t r a c t. Background. The object of the study is the means of measurement for parametric sensors represented by the equivalent circuit in the form of a two-pole electrical circuit,

the real-time method and the algorithm of invariant transformation of the sensor's informative parameter regardless of the uninformative ones. It is important to develop the algorithm and measurement scheme based on the method of intermediate transformation of the sensor parameters into time intervals for which there are simple and high-precision measures of time, which are focused on the use of modern computational tools. The aim of this work is the development and study of the basic metrological characteristics of simple to implement of the transmitter parameters of the sensors with improved technical parameters; the dissemination of the conditions of the invariant transformation to the sensors of the described multi-element equivalent circuits. **Materials and methods.** The methods of analytical analysis and mathematical modeling used in the work comply with the requirements of the theory of electrical circuits analysis, automatic control and mathematical modeling. The analysis of the influence of the main sources of errors and possible ways to reduce their impact on the measurement result. **Results.** Structural diagram of the transmitter and measuring the sensor parameters in General, the mathematical models describing the algorithms and invariant transformations, and mathematical models of influence of major errors on the measuring result. It is shown that in the measuring instruments with intermediate pre-formation in time intervals, the zero trend error is partially compensated and it is possible to reduce the measurement cycle to one half-period of oscillations generated by the measuring transducer in comparison with the known measuring instruments based on the transducers of the sensor parameters in the frequency (period). Shows use-dependence developed method for measuring parameters of the sensors, we present the multielement electrical equivalent circuit. **Conclusions.** The proposed solutions for the construction of sensors parameters meters allow to improve accuracy by reducing the number of analog operations to ensure the Invariance of the result and their performance by computing means, as well as by the conversion algorithm that reduces the impact of errors of the most typical for this class of meters and the possibility of using high-precision time measures for measuring the durations of intermediate unified signals. The analysis of the proposed example of the measuring instrument scheme confirms the obtained results and recommendations.

К л ю ч е в ы е с л о в а: инвариантное преобразование, параметрический датчик, схема замещения, измерительная цепь, измерительный преобразователь.

Key words: invariant transformation, parametric sensor, replacement circuit, measuring circuit, measuring transducer.

Созданию и совершенствованию средств измерения (СИ) физических величин с помощью параметрических датчиков (ПД) посвящено большое количество работ [1–5]. При этом отмечается, что наиболее важным элементом измерительного тракта с точки зрения обеспечения требуемых метрологических характеристик СИ в целом являются непосредственно ПД. Однако ПД описывается довольно сложной электрической схемой замещения (СЗ) с переменными параметрами, один из которых (информативный параметр) связан однозначной зависимостью с измеряемой физической величиной, и эксплуатируется обычно в сложных условиях [1, 2]. С другой стороны, элементы измерительного тракта СИ также подвержены влиянию различного рода внутренних и внешних помех. Поэтому в качестве промежуточных носителей измерительной информации о напряжении измерительной цепи (ИЦ) с ПД целесообразно использовать более помехоустойчивые дискретные унифицированные сигналы (интервалы времени, код и т.п.) вместо аналоговых (напряжения, тока и др.). Это позволит также использовать современные вычислительные средства для обработки и представления измерительной информации [3, 4]. С точки зрения метрологического обеспечения в качестве промежуточных носителей информации представляется перспективным использовать интервалы времени, измерения которых могут быть выполнены наиболее просто и с высокой точностью, благодаря наличию сравнительно простых в применении мер времени, точность которых на порядок выше, чем меры напряжения, тока [4]. Поэтому разработка способов и алгоритмов измерения, основанных на преобразовании информативного параметра ПД в интервалы времени, является, несомненно, актуальной задачей.

Для пояснения сути разработанного способа преобразования параметров ПД в интервалы времени и алгоритма измерения информативного параметра ПД разработана обобщенная структурная схема СИ (рис. 1,а) и приведены временные диаграммы, поясняющие алгоритм измерения (рис. 1,б). В схему СИ входят измерительный преобразователь (ИП), работающий в режиме генератора импульсов прямоугольной формы, в составе ИЦ с ПД, реализованной на базе операционного усилителя (ОУ), интегратора (Инт), схемы сравнения (СС), выходное напряжение U_0 которой используется в качестве источника воздействия для ИЦ, делителя напряжения (ДН), устройства управления (УУ), а также нуль-орган (НО) и блок цифровой обработки информации (БЦОИ).

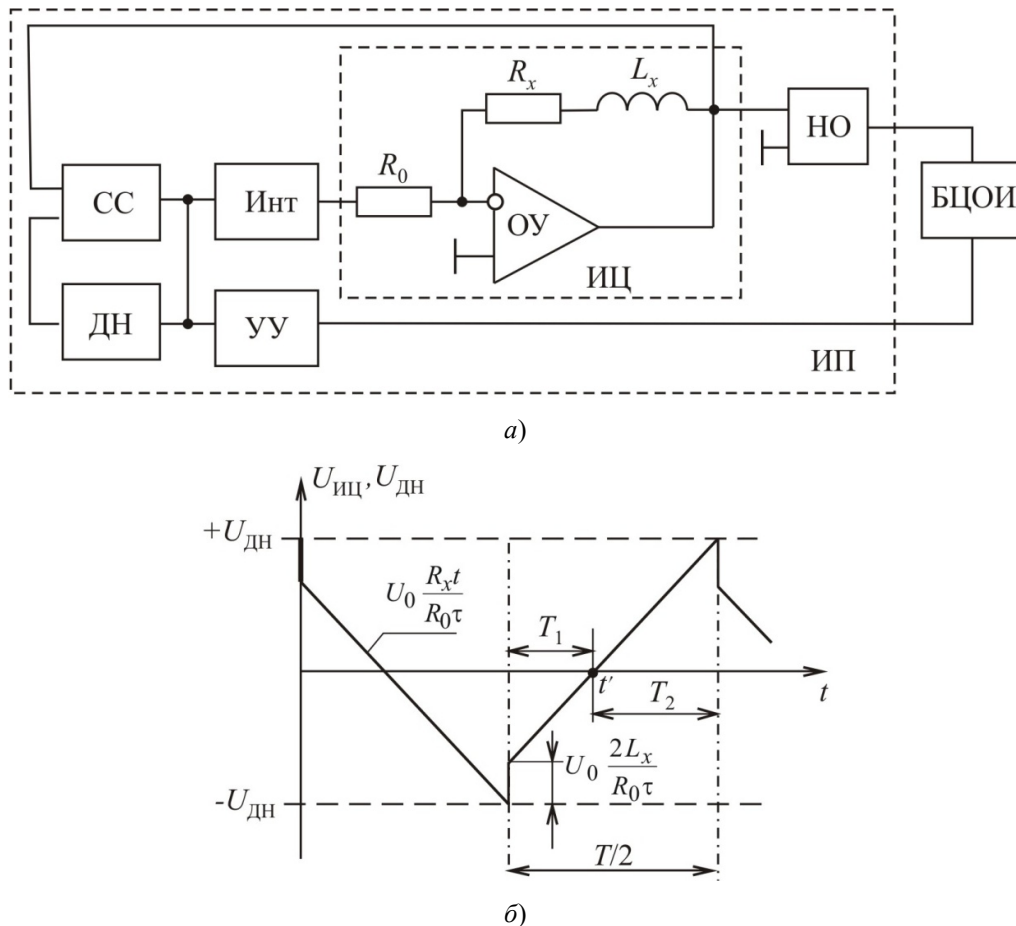


Рис. 1. Структурная схема СИ с преобразованием напряжения ИЦ в интервалы времени

Анализ функционирования проведен на примере индуктивного ПД перемещения [1, 2, 5] со СЗ из последовательно соединенных информативного параметра индуктивности L_x и неинформативного параметра резистора R_x , имитирующего сопротивление провода обмотки. В этом случае в соответствии с рекомендациями [6] в качестве энергетического воздействия на ПД следует использовать линейно-изменяющийся ток. Поэтому после СС (рис 1, а) включен интегратор (Инт), что позволяет использовать на входе ИЦ в качестве элемента сравнения эталонный резистор R_0 . Совместное использование Инт и резистора R_0 позволяет исключить применение в ИЦ для задания линейно-изменяющегося тока в ПД неидеальной по своим характеристикам индуктивности L_0 [4, 6]. Соответственно, выходное напряжение Инт описывается уравнением

$$U_{\text{Инт}} = U_0 \frac{t}{\tau}, \quad (1)$$

где τ – постоянная времени Инт.

Используя ранее принятые обозначения, можем записать уравнение, описывающее выходное напряжение ИЦ (рис. 1,б)

$$U_{\text{иц}} = U_0 \left(\frac{2L_x}{R_0\tau} + \frac{R_x t}{R_0\tau} \right). \quad (2)$$

Длительность полупериода генерируемых колебаний, исходя из условия $U_{\text{дн}} = U_{\text{иц}}$, будет равна

$$\frac{T}{2} = 2\tau \frac{R_0}{R_x} \left(n - \frac{L_x}{R_0\tau} \right), \quad (3)$$

где n – коэффициент передачи ДН.

Для определения значения информативного параметра L_x организуется второй канал преобразования напряжения ИЦ с помощью НО, фиксирующего момент t' перехода напряжения ИЦ через нулевой уровень (рис. 1,б). В результате длительность интервала времени T_2 между моментами времени t' и окончанием полупериода может быть получена из уравнения (см. рис. 1,б)

$$U_0 \frac{R_x T_2}{R_0\tau} = nU_0,$$

по формуле

$$T_2 = \frac{nR_0\tau}{R_x}. \quad (4)$$

Сигналы с УУ и НО, соответствующие началу и окончанию интервалов времени $T/2$ и T_2 , подаются в блок БЦОИ, одна из возможных реализаций которого на уровне обобщенной функциональной схемы показана на рис. 2. Она включает в себя блок синхронизации (БС), счетчики 1 и 2, генератор тактовых импульсов (ГТИ), следующих с интервалом времени Δt для этих счетчиков, интерфейс для передачи данных со счетчиков 1 и 2 и вычислительное устройство (ВУ). БС управляет работой счетчиков 1 и 2, преобразующих интервалы времени $T/2$ и T_2 в число импульсов m и m_2 соответственно, которые через интерфейс передаются в ВУ для определения значения информативных параметров по алгоритму, описанному далее.

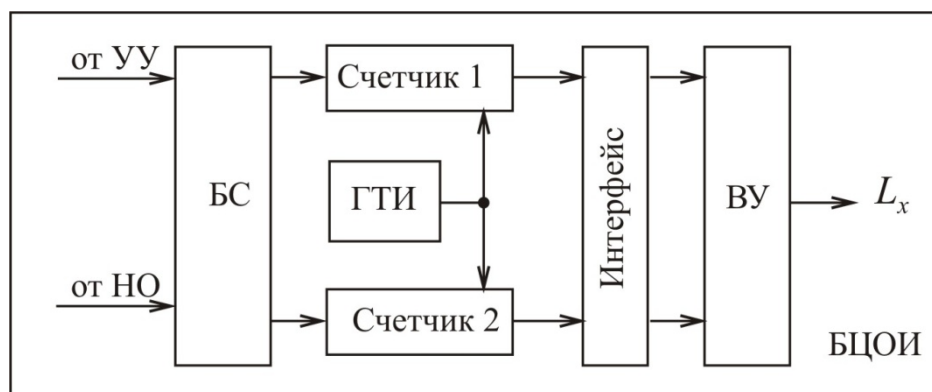


Рис. 2. Обобщенная функциональная схема блока БЦОИ

В результате число импульсов, зафиксированное в счетчике 1, будет равно

$$\frac{T}{2} = m\Delta t, \quad (5)$$

а в счетчике 2 равно

$$T_2 = m_2\Delta t. \quad (6)$$

Из совместного решения уравнений (3) и (4) после подстановки данных (5) и (6) следует, что значение информативного параметра можно будет найти из решения в ВУ уравнения

$$L_x = R_0 \tau n \left(1 - \frac{m}{2m_2} \right). \quad (7)$$

Рассмотренный алгоритм требует обеспечения идентичности характеристик элементов обоих каналов преобразования. В блоке БЦОИ это достигается при использовании современных ВУ, имеющих высокие точность и быстродействие, а также применением одного ГТИ для обоих счетчиков и использованием высокоточных (погрешность значительно менее 10^{-3} %) быстродействующих и простых в реализации мер времени [4]. Поэтому интерес представляет исследование влияния источников погрешностей элементов аналоговой части СИ, основными из которых являются наличие зон нечувствительности и, как следствие, нестабильность порога срабатывания СС и НО и дрейф нуля Инт и ОУ ИЦ, на точность измерения информативного параметра L_x .

Из уравнения (7) видно, что максимальная погрешность измерения L_x от действия рассматриваемого фактора будет при максимальном значении полупериода $T/2$ (m) и минимальном значении интервала T_2 (m_2). Но длительность полупериода зависит от величины и знака порога срабатывания СС. При этом максимальная длительность будет от момента равенства отрицательных входных напряжений СС, когда порог срабатывания ΔU_{CC}^- имеет отрицательное значение, до момента равенства положительных входных напряжений, когда порог срабатывания ΔU_{CC}^+ будет иметь положительное значение. Соответственно, максимальную длительность полупериода, обусловленную нестабильностью порога срабатывания СС, найдем из уравнения

$$(-nU_0 - \Delta U_{CC}^-) + U_0 \left(\frac{2L_x}{R_0 \tau} + \frac{R_x T}{2R_0 \tau} \right) = nU_0 + \Delta U_{CC}^+.$$

Откуда следует

$$\frac{T_{\Delta \max}}{2} = \left(2nU_0 + \Delta U_{CC}^+ + \Delta U_{CC}^- - U_0 \frac{2L_x}{R_0 \tau} \right) \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x} = (m + \Delta m) \Delta t, \quad (8)$$

где $\Delta m \Delta t = (\Delta U_{CC}^+ + \Delta U_{CC}^-) \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x}$.

Так как порог срабатывания СС уже задан положительным, то минимальная длительность интервала времени T_2 будет при нестабильности порога срабатывания НО $\Delta U_{HO}^+ > 0$ и, следовательно, может быть найдена из уравнения

$$0 + \Delta U_{HO}^+ + U_0 \frac{R_x T_{2\Delta \min}}{R_0 \tau} = nU_0 + \Delta U_{CC}^+.$$

Таким образом, получаем

$$T_{2\Delta \min} = (nU_0 + \Delta U_{CC}^+ - \Delta U_{HO}^+) \frac{R_0 \tau}{R_x U_0} = (m_2 + \Delta m_2) \Delta t, \quad (9)$$

где $\Delta m_2 \Delta t = (\Delta U_{CC}^+ - \Delta U_{HO}^+) \frac{R_0 \tau}{R_x U_0}$.

Подставляя найденные значения $\frac{T_{\Delta \max}}{2}$ и $T_{2\Delta \min}$ в уравнение (7), получаем

$$L_{x\Delta \max} = R_0 \tau n \left(1 - \frac{m + \Delta m}{2(m_2 + \Delta m_2)} \right).$$

Помножив числитель и знаменатель дроби в последнем уравнении на $m_2 - \Delta m_2$ и пренебрегая членами второго порядка малости, получаем

$$L_{x\Delta\max} = R_0 \tau n \left(1 - \frac{m}{2m_2} - \frac{\Delta m}{2m_2} + \frac{m\Delta m_2}{2m_2^2} \right).$$

Максимальное значение относительной погрешности измерения информативного параметра L_x будет равно

$$\delta L_{x\Delta\max} = \frac{L_{x\Delta\max} - L_x}{L_x} = \frac{\frac{m\Delta m_2}{2m_2} - \Delta m}{2m_2 - m}. \quad (10)$$

Подставив в уравнение (10) величины m , m_2 из (5), (6), а Δm и Δm_2 из (8), (9), получаем

$$\delta L_{x\Delta\max} = \left(\frac{\Delta U_{cc}^+ - \Delta U_{ho}^+}{U_0 T_2} - \frac{\Delta U_{cc}^+ + \Delta U_{cc}^-}{U_0 T / 2} \right) \frac{R_0 \tau T}{2R_x (2T_2 - T / 2)}. \quad (11)$$

Для численной оценки максимального значения $\delta L_{x\Delta\max}$ принимаем, что $R_x = 10$ Ом, $L_x = (1 \pm 0,2) \cdot 10^{-2}$ Гн, $U_0 = 10$ В, $n = 0,7$, $R_0 = 10^3$ Ом, $\tau = 10^{-5}$ с, $|\Delta U_{cc}^+| = |\Delta U_{cc}^-| = 10^{-5}$ В, $\Delta U_{ho}^+ = 0,5 \cdot 10^{-5}$ В. В этом случае $T/2 = 1,17 \cdot 10^{-3}$ с, $T_2 = 0,7 \cdot 10^{-3}$ с, а $\delta L_{x\Delta\max} = 1,17 \cdot 10^{-3} \%$, т.е. влиянием данной погрешности при практических расчетах можно пренебречь.

Для определения влияния погрешности от влияния дрейфа нуля интегратора e_1 и ОУ ИЦ e_2 используем прием приведения значений дрейфа ко входам Инт и ОУ ИЦ. В результате получаем четыре различных варианта влияния дрейфа нуля Инт и ОУ в зависимости от направления дрейфа. В результате получаем следующие уравнения напряжения ИЦ для каждого варианта.

1. При $U_0 > 0$, $e_1 > 0$ и $e_2 > 0$ изменение напряжения в ИЦ описывается уравнением

$$(U_0 + e_1) \left(\frac{2L_x}{R_0 \tau} + \frac{R_x}{R_0 \tau} \right) + \frac{2L_x}{R_0} \frac{de_2}{dt} + e_2 \frac{R_x}{R_0} = U_{ИЦ\text{дра}}. \quad (12)$$

Учитывая, что при $t > t'_{\text{др}}$, составляющая $\frac{2L_x}{R_0} \frac{de_2}{dt} \rightarrow 0$, из (12) получаем более удобное для анализа уравнение

$$\frac{T_{\text{дра}}}{2} = \left[2nU_0 - (U_0 + e_1) \frac{2L_x}{R_0 \tau} - e_2 \frac{R_x}{R_0} \right] \frac{R_0 \tau}{R_x (U_0 + e_1)}.$$

Упростим это уравнение, для чего и числитель, и знаменатель умножим на величину $(U_0 - e_1)$ и, пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем

$$\frac{T_{\text{дра}}}{2} = \frac{R_0 \tau}{R_x} \left[2 \left(n - \frac{2L_x}{R_0 \tau} \right) - \frac{e_2}{U_0} \frac{R_x}{R_0} - \frac{2ne_1}{U_0} \right] = (m - \Delta m_{\text{др}}) \Delta t, \quad (13)$$

где $\Delta m_{\text{др}} \Delta t = \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x} \left(\frac{e_2 R_x}{R_0} + 2ne_1 \right).$

Длительность интервала времени $T_{2\text{дра}}$ найдем из уравнения

$$(U_0 + e_1) \frac{T_{2\text{дра}} R_x}{R_0 \tau} = nU_0.$$

В результате

$$T_{2\text{дра}} = \frac{R_0 \tau}{R_x} \frac{n U_0}{U_0 + e_1}.$$

Умножив и числитель, и знаменатель на $(U_0 - e_1)$ и пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем

$$T_{2\text{дра}} = \frac{R_0 \tau}{R_x} \left(n - \frac{n e_1}{U_0} \right) = (m_2 - \Delta m_{2\text{др}}) \Delta t, \quad (14)$$

где $\Delta m_{2\text{др}} \Delta t = e_1 n R_0 \tau / U_0 R_x$.

Используя уравнения (13) и (14), найдем значение $L_{\text{хдр}}$

$$L_{\text{хдра}} = R_0 \tau n \left(1 - \frac{T_{2\text{др}} / 2}{2 T_{2\text{др}}} \right) = R_0 \tau n \left[1 - \frac{m - \Delta m_{\text{др}}}{2(m_2 - \Delta m_{2\text{др}})} \right].$$

Упростим это уравнение, умножив дробную составляющую на величину $(m_2 + \Delta m_{2\text{др}})$ и, отбросив величины второго порядка малости, получаем

$$L_{\text{хдра}} = R_0 \tau n \left(1 - \frac{m}{2m_2} + \frac{\Delta m_{\text{др}}}{2m_2} - \frac{m}{2m_2^2} \Delta m_{2\text{др}} \right),$$

откуда относительная погрешность измерения L_x описывается уравнением

$$\delta L_{\text{хдра}} = \frac{L_{\text{хдра}} - L_x}{L_x} = \frac{\Delta m_{\text{др}} - \Delta m_{2\text{др}} m / m_2}{2m_2 - m}. \quad (15)$$

Подставляя в уравнение (15) значения m , m_2 , $\Delta m_{\text{др}}$ и $\Delta m_{2\text{др}}$, запишем

$$\delta L_{\text{хдра}} = \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x (2T_2 - T / 2)} \left(\frac{e_2 R_x}{R_0} + 2n e_1 - \frac{T e_1 n}{2T_2} \right). \quad (16)$$

Для оценки величины $\delta L_{\text{хдра}}$ используем значения величин, принятые при расчете $\delta L_{\text{хд max}}$ по формуле (11), при этом принято $e_1 = e_2 = 10^{-3}$ [В]. В этом случае $\delta L_{\text{хдра}} = 3,6 \cdot 10^{-2} \%$.

2. В случае $U_0 > 0$, $e_1 > 0$ и $e_2 < 0$ напряжение ИЦ будет описываться уравнением

$$(U_0 + e_1) \left(\frac{2L_x}{R_0 \tau} + \frac{R_x t}{R_0 \tau} \right) - \frac{2L_x}{R_0} \frac{de_2}{dt} - e_2 \frac{R_x}{R_0} = U_{\text{ИЦдрб}}.$$

Поэтому длительность полупериода будет равна

$$\frac{T_{\text{дрб}}}{2} = \frac{R_0 \tau}{R_x} \left[2 \left(n - \frac{2L_x}{R_0 \tau} \right) + \frac{e_2}{U_0} \frac{R_x}{R_0} - \frac{2n e_1}{U_0} \right] = (m + \Delta m_{\text{др}}) \Delta t, \quad (17)$$

где $\Delta m_{\text{др}} \Delta t = \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x} \left(\frac{e_2 R_x}{R_0} - 2n e_1 \right)$, а длительность интервала времени от момента t' до окончания полупериода описывается уравнением (14).

В результате

$$L_{\text{хдрб}} = R_0 \tau n \left(1 - \frac{m}{2m_2} - \frac{\Delta m_{\text{др}}}{2m_2} + \frac{m}{2m_2^2} \Delta m_{2\text{др}} \right),$$

а погрешность преобразования описывается уравнением

$$\delta L_{\text{хдрб}} = \frac{R_0 \tau}{U_0 R_x (2T_2 - T/2)} \left(-\frac{e_2 R_x}{R_0} + 2ne_1 - \frac{Te_1 n}{2T_2} \right). \quad (18)$$

В результате при тех же значениях величин, что и при расчете по формуле (16), получаем $\delta L_{\text{хдрб}} = 4 \cdot 10^{-2} \%$.

3. При допущении, что $U_0 > 0$, $e_1 < 0$, $e_2 < 0$, длительности полупериода и интервала времени T_2 описываются уравнениями (13) и (14) соответственно, но имеют противоположные знаки. При этом погрешность дрейфа нуля описывается уравнением (16), но имеет отрицательный знак.

4. Аналогично при анализе случая $U_0 > 0$, $e_1 < 0$ и $e_2 > 0$ погрешность дрейфа описывается уравнением (18), но знак меняется на противоположный.

Достоинством данного способа является то, что влияние погрешности от дрейфа нуля будет меньше, чем при непосредственном преобразовании напряжения ИЦ в код или при аналоговых преобразованиях среднеинтегрального значения напряжения ИЦ [7]. Это объясняется тем, что имеет место частичная компенсация данной погрешности при вычислении значения L_x благодаря использованию в расчетах отношения интервалов времени $T/2$ к T_2 , полученных в одном полупериоде, где влияние дрейфа e_1 описывается практически одинаковыми зависимостями. В результате в большинстве случаев данной погрешностью с практической точки зрения можно пренебречь.

При необходимости дальнейшего снижения погрешности смещения нуля, обусловленного дрейфом и другими факторами, следует использовать суммирование результатов измерения в примыкающих полупериодах. В этом случае влияние тренда нуля будет пренебрежимо мало, так как проявляется в виде величин второго порядка малости [6].

Дополнительным достоинством рассмотренного способа является возможность устранения погрешности аддитивного характера от влияния неинформативных параметров ПД при более сложной многоэлементной схеме замещения на выходное напряжение ИЦ в виде затухающих компонент. Это достигается при выполнении условия (см. рис. 1,б)

$$T_1 \geq (5 + 6)t_3, \quad (19)$$

где t_3 – постоянная времени затухания неинформативных составляющих напряжения ИЦ от влияния неинформативных параметров ПД. Например, в ИЦ с индуктивным ПД, описываемым трехэлементной СЗ из L_x , R_x , C_x элементов (рис. 3), выходное напряжение ИЦ описывается уравнением [6]

$$U_{\text{ИЦ}}(t) = U_0 \left[\frac{L_x}{R_0 \tau} - \frac{R_x^2 C_x}{R_0 \tau} + \frac{R_x t}{R_0 \tau} - \frac{L_x}{R_0 \tau} k e^{\frac{t}{2L_x/R_x}} \sin(\omega t + \theta) \right].$$

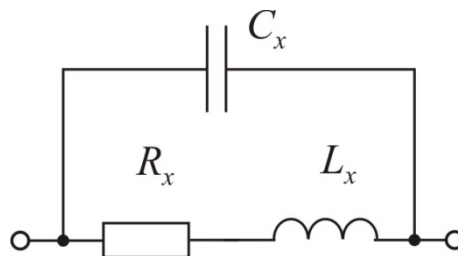


Рис. 3. Трехэлементная схема замещения индуктивного ПД

Поэтому для устранения влияния гармонической составляющей напряжения ИЦ достаточно выполнить условие, вытекающее из (19)

$$t_3 \geq (5 + 6) \cdot 2L_x / R_x.$$

Проведенные исследования показывают, что предложенный способ позволяет при простой схемной реализации аналоговой части СИ обеспечить высокую точность измерения параметров ПД. Это объясняется следующими факторами:

– во-первых, погрешность от влияния нестабильности порога срабатывания СС и смещения (тренда) нуля элементов ИП незначительна и ею, в большинстве случаев, практически можно пренебречь, а процесс измерения в этом случае осуществляется в течение одного полу-периода, что улучшает динамические свойства СИ;

– во-вторых, возможно использование высокоточных мер для измерения длительностей интервалов времени, используемых в качестве промежуточных носителей информации;

– в-третьих, используется минимум аналоговых операций преобразования параметров ПД в напряжение ИЦ и в интервалы времени, а для достижения инвариантности при измерении значения информативного параметра ПД используются современные высокоточные вычислительные средства.

Кроме того, возможно измерение информативного параметра ПД, представляемого многоэлементной схемой замещения.

Библиографический список

1. Электрические измерения неэлектрических величин / под ред. П. В. Новицкого. – Л. : Энергия, 1975. – 576 с.
2. Измерения в промышленности / под ред. П. Профоса. – М. : Металлургия, 1980. – 648 с.
3. Афонский, А. А. Измерительные приборы и массовые электронные измерения / А. А. Афонский, В. П. Дьяконова. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2009. – 247 с.
4. Данилин, А. А. Измерения в радиоэлектронике / А. А. Данилин, Н. С. Лавриненко. – М. : Лань, 2017. – 408 с.
5. Кнеллер, В. Ю. Измерение параметров объектов, представляемых многоэлементными двухполюсниками / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских // Измерение, контроль, автоматизация. – 1976. – Вып. 3 (7). – С. 3–12.
6. Чернецов, М. В. Инвариантное преобразование в измерительных системах с параметрическими датчиками / М. В. Чернецов, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 1 (23). – С. 11–18.
7. Путилов, В. Г. Структурные методы совершенствования измерительных преобразователей параметров двухэлементных электрических цепей : дис. ... канд. техн. наук / Путилов В. Г. – Пенза, 1994. – 177 с.

Чернецов Алексей Владимирович

кандидат экономических наук, доцент,
кафедра прикладной и бизнес-информатики,
Пензенский казачий институт технологий (филиал)
Московского государственного университета
технологий и управления имени К. Г. Разумовского
(Первый казачий университет)
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 6)
E-mail: chernav@yandex.ru

Чернецов Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор,
кафедра прикладной и бизнес-информатики,
Пензенский казачий институт технологий (филиал)
Московского государственного университета
технологий и управления имени К. Г. Разумовского
(Первый казачий университет)
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 6)
E-mail: chvi.fortuna@mail.ru

Chernetsov Alexey Vladimirovich

candidate of economic sciences, associate professor,
sub-department of applied and business informatics,
K. G. Razumovsky Moscow State University
of technologies and management
(First Cossack University)
(6 Volodarsky Street, Penza, Russia)

Chernetsov Vladimir Ivanovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of applied and business informatics,
K. G. Razumovsky Moscow State University
of technologies and management
(First Cossack University)
(6 Volodarsky Street, Penza, Russia)

Чернецов Михаил Владимирович

кандидат технических наук, доцент,
заведующий кафедрой
технического управления качеством,
Пензенский государственный
технологический университет
(Россия, г. Пенза, пр. Байдукова /
ул. Гагарина, 1а/11)
E-mail: kafedratuk@yandex.ru

Chernetsov Mikhail Vladimirovich

candidate of technical sciences, associate professor,
head of sub-department
of technical quality management,
Penza State Technology University
(1a/11 Baydukova avenue/Gagarin street,
Penza, Russia)

УДК 621.317

Чернецов, А. В.

Измерение параметров датчиков с промежуточным преобразованием напряжения измерительной цепи в интервалы времени / А. В. Чернецов, В. И. Чернецов, М. В. Чернецов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 14–23. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-2.

В. Г. Петряков, В. С. Наталенко, М. М. Маннанов, И. Р. Ахметьянов

ЭНТРОПИЯ В РАНЖИРОВАНИИ МЕТОДОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ

V. G. Petryakov, V. S. Natalenko, M. M. Mannanov, I. R. Akhmetyanov

ENTROPY RANKING METHODS RESTORE PARTS

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Объектом исследования является сравнительная оценка методов восстановления деталей с применением энтропийного алгоритма и на этой основе осуществлять оптимизацию квалиметрии восстановления деталей. Целью работы является получение количественных результатов сравнительной оценке методов восстановления. *Материалы и методы.* Для сравнительной количественной оценке качества используется ранжирование методов восстановления деталей по отдельным единичным показателям качества, формирующих качество изделия в целом. *Результаты.* Предложен алгоритм энтропийной функции оценки качества, в котором наилучшее упорядочение системы, её равновесное состояние достигается при максимуме энтропии с учётом заданных ограничений на затраты. Алгоритм энтропийной функции позволяет моделировать, сравнивать альтернативные варианты и на этой основе осуществлять разработку, ранжирование и оптимизацию многосложных структур продукции с неограниченным числом показателей. *Выводы.* Применение данного алгоритма автоматизировано и реализовано в системе Mathcad. По результатам его применения дана количественная сравнительная оценка методов восстановления и сформирован вариационный ряд значений энтропийной функции откуда следует, что по технологическим показателям лучшей суммарной результативностью обладают практически два метода: электроконтактная приварка стальной ленты и наплавка под слоем флюса. Таким образом, применение энтропийной функции в ранжировании методов восстановления позволяет объективно принимать управленческое решение в применении конкретного метода и образовывать ожидаемое качество восстановленных деталей.

A b s t r a c t. *Background.* The object of the study is a comparative assessment of the methods for recovering parts using an entropy algorithm and, on this basis, optimizing the qualimetry of recovering parts. The aim of the work is to obtain quantitative results of comparative evaluation of recovery methods. *Materials and methods.* For a comparative quantitative assessment of quality, the ranking of methods for restoring parts by individual single quality indicators that form the quality of the product as a whole is used. *Results.* An algorithm for the entropy function of quality assessment is proposed, in which the best ordering of the system, its equilibrium state is achieved at the maximum of entropy, taking into account the given constraints on costs. The algorithm of the entropy function allows you to simulate, compare alternatives and on this basis to carry out the development, ranking and optimization of complex structures of products with an unlimited number of indicators. *Conclusions.* The application of this algorithm is automated and implemented in the Mathcad system. According to the results of its application, a quantitative comparative assessment of restoration methods is given and a variation range of entropic function values is formed, which implies that, according to technological indicators, almost two methods have the best total performance: electrocontact welding

of steel tape and surfacing under a flux layer. Thus, the use of the entropy function in the ranking of restoration methods makes it possible to objectively make a management decision on the application of a particular method and form the expected quality of the restored parts.

К л ю ч е в ы е с л о в а: энтропия, качественные показатели, методы восстановления, алгоритм энтропийной функции, система компьютерной алгебры Mathcad.

К e y w o r d s: entropy, quality indicators, restoration methods, algorithm of entropy function, computer algebra system Mathcad.

Важнейшим вопросом количественной оценки качества является объективное установление уровня качества исследуемого объекта. Применительно к продукции количественная оценка качества представляет собой относительную характеристику качества продукции, основанную на сравнении совокупности качественных показателей с соответствующей совокупностью базовых показателей [1].

Термин «энтропия» (от древнегреч. $\epsilon\nu$ – «в» и $\tau\rho\omicron\pi\acute{\iota}\alpha$ – «поворот», «превращение») введен немецким физиком, механиком и математиком Рудольфом Юлиусом Эмануэлем Клаузиусом в термодинамике в 1865 г. для определения меры необратимого рассеивания энергии, меры отклонения реально происходящего процесса от идеального. Со временем применение «энтропии» было расширено и стало отождествлять как меру внутренней неупорядоченности: при всех процессах, проходящих в замкнутой системе, энтропия возрастает (необратимые процессы) или остается постоянной (обратимые процессы).

Исчисляя энтропию явлений, событий, процессов, можно определять вероятное направление их развития путем планирования и осуществления реальных действий (что особенно важно) путем их моделирования. Перспективность такого подхода согласуется с управлением качества в явлениях, событиях, процессах и т.д. Обеспечивая через энтропию постоянное улучшение процессов восстановления деталей представляется возможным оказывать влияние на потребительские предпочтения.

Исходя из сущности энтропии применительно к методам восстановления деталей становится возможным определять мероприятия по повышению уровня гармонизации метода, обеспечивая таким образом возрастание его эффективности.

Алгоритм энтропийной функции позволяет сравнивать альтернативные методы восстановления деталей и на этой основе осуществлять оптимизацию квалиметрии восстановления деталей.

Для того чтобы объективно количественно оценивать уровень качества, необходимо использовать соответствующую номенклатуру взаимосвязанных технико-экономических, организационных и других показателей. Ни один показатель, не связанный с другими, не может быть единственным для обоснования выводов по результатам количественной оценки качества. Поэтому каждый показатель продукции должен удовлетворять следующим требованиям: конкретизации видоизменения в зависимости от цели оценки; развития и совершенствования объекта оценки; обеспечения единства количественных и качественных характеристик; адресности; сопоставимости; взаимосвязанности; информативности; достоверности и объективности.

Ранжирование методов восстановления деталей по качеству весьма актуально и для производителей. Производитель должен знать, какие эксплуатационные свойства и показатели качества и до какого уровня необходимо улучшить. Качество становится одним из главных рычагов повышения востребованности методов восстановления деталей, эффективности производства и роста прибыли. К сожалению, часто на предприятиях, восстанавливающих детали, практически не проводится системная работа по повышению эксплуатационных свойств выпускаемой продукции, отсутствуют единые методы количественной оценки уровня качества продукции, управления качеством на этапах их жизненного цикла.

Принимая во внимание, что взаимодействие отдельных единичных показателей качества формирует качество изделия в целом и что эти взаимодействия образуют макросистему, в которой взаимодействие единичных показателей качества есть регулируемый процесс, принят способ энтропийной оценки качества восстановления деталей различными методами при фиксированном количестве сравниваемых методов и интерпретации результатов (табл. 1).

Таблица 1

Показатели качества при различных методах восстановления

Наименование показателя	Обозначение показателя, q_i	Коэффициент весомости, Q_i	Сравниваемый метод					
			Плазменная наплавка	Плазменная наплавка в продольном магнитном поле	Электроконтактная приварка стальной ленты	Электроконтактная приварка сеток	Электроконтактная приварка порошковых композиционных материалов	Наплавка под слоем флюса
Глубина проплавления основного металла, мм	0,8	0,15	1,95	1,45	0,1	0,1	0,1	2,50*
Толщина наплавленного слоя, мм	0,7	0,14	1,30	1,25	1,0*	1,2	0,7	2,50*
Ширина валика, мм	0,5	0,1	10,78	12,58*	6,00	6,00	8,00	12,00
Коэффициент потерь, %	0,9	0,16	25,0	20,5	4,0*	10	20	5,0
Пористость наплавленного слоя, %	0,5	0,1	5	4	0,1*	6	10	5
Твердость наплавленного слоя, HRC	0,8	0,15	46,5	53,5	45,0	45,0	55,0	40,0
Зона термического влияния, мм	1,0	0,2	2,6	1,4	0,7	0,5*	0,1	15,0

Примечания: * – предпочтительное значение показателя; для корректной работы алгоритма энтропийной функции значения равные нулю приняты как 0,1.

Для ранжирования по количественной оценке качества методов восстановления наиболее рациональным является алгоритм энтропийной функции оценки качества. Наилучшее упорядочение системы, ее равновесное состояние достигается при максимуме энтропии с учетом заданных ограничений на затраты.

Алгоритм энтропийной функции позволяет моделировать, сравнивать альтернативные варианты и на этой основе осуществлять разработку, ранжирование и оптимизацию много-сложных структур продукции с неограниченным числом показателей [2].

Реализация энтропийного алгоритма ранжирования методов восстановления деталей осуществлена с использованием системы компьютерной алгебры Mathcad, математические выражения в которой записаны в общепринятой нотации, а в решении использован вычислительный инструмент поиска максимумов и минимумов функциональных зависимостей.

Данная программная структура позволяет получить конечный результат ранжирования методов восстановления деталей для четырех различных методов: плазменная наплавка; плазменная наплавка в продольном магнитном поле; электроконтактная приварка ленты; наплавка под слоем флюса; электроконтактная приварка сеток; электроконтактная приварка порошковых композиционных материалов [3–5].

На рис. 1 приведены символичные операции программы Mathcad поиска экстремума функции при семи показателях результативности качества восстановления деталей на основе энтропийного алгоритма.

Процесс поиска ранжирования методов восстановления деталей осуществляется в следующей последовательности: формирование матриц коэффициентов весомости (α), значений результативности методов восстановления (R_{real}), приоритетных величин показателей (R_{norm}); вычислений значений энтропий с помощью оператора цикла по значениям результативности методов восстановления (R_{real}) и приоритетным величинам показателей (R_{norm}). На основании применения программ энтропийного алгоритма результативности качества восстановления деталей в рамках программы Mathcad представляется возможным посредством мобильного изменения величины коэффициента весомости (α) показателей (P_{ij}) определять стратегические направления управления качеством метода восстановления.

$$\begin{aligned}
 & \text{ORIGIN} := 1 \\
 & z := 1.88 \quad k := 0.37 \\
 & \alpha := \begin{pmatrix} 0.8 \\ 0.7 \\ 0.5 \\ 0.9 \\ 0.5 \\ 0.8 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{Data} := \begin{pmatrix} 1.95 & 1.45 & 0.1 & 2.5 & 0.1 & 0.1 \\ 1.3 & 1.25 & 1 & 2.5 & 1.2 & 0.7 \\ 10.78 & 12.58 & 6 & 12.0 & 6.0 & 8.0 \\ 25.0 & 20.5 & 4 & 5 & 10 & 20 \\ 5 & 4 & 0.1 & 5 & 6 & 10 \\ 46.5 & 53.5 & 45 & 40 & 45 & 55 \\ 2.6 & 1.4 & 0.7 & 15 & 0.5 & 0.6 \end{pmatrix} \quad \text{Pnom} := \begin{pmatrix} 2.5 \\ 2.5 \\ 12.58 \\ 4 \\ 0.1 \\ 55 \\ 0.5 \end{pmatrix} \\
 & \text{Preal} := \begin{pmatrix} 0.78 & 0.58 & 0.04 & 1 & 0.04 & 0.04 \\ 0.52 & 0.5 & 0.4 & 1 & 0.48 & 0.28 \\ 0.857 & 1 & 0.477 & 0.954 & 0.477 & 0.636 \\ 0.16 & 0.195 & 1 & 0.8 & 0.4 & 0.2 \\ 0.02 & 0.025 & 1 & 0.02 & 0.017 & 0.01 \\ 0.845 & 0.973 & 0.818 & 0.727 & 0.818 & 1 \\ 0.192 & 0.357 & 0.714 & 0.033 & 1 & 0.833 \end{pmatrix} \quad j := 1..6 \\
 & X := \sum_{j=1}^6 \sum_{i=1}^7 (\alpha_i \cdot \text{Preal})_{i,j} \\
 & X = 16.71 \\
 & \text{Rnorm} := \frac{-z}{7} \cdot \sum_{i=1}^7 \left(\alpha_i \cdot k \cdot \frac{\text{Pnom}_i}{X} \cdot \log \left(\alpha_i \cdot k \cdot \frac{\text{Pnom}_i}{X}, 2 \right) \right) \\
 & \text{Rreal}_j := \frac{-z}{7} \cdot \sum_{i=1}^7 \left(\alpha_i \cdot k \cdot \frac{\text{Preal}_{i,j}}{X} \cdot \log \left(\alpha_i \cdot k \cdot \frac{\text{Preal}_{i,j}}{X}, 2 \right) \right) \\
 & \text{Rnorm} = 0.319 \\
 & R := \frac{\text{Rreal}}{\text{Rnorm}} \quad R = \begin{pmatrix} 0.302 \\ 0.324 \\ 0.388 \\ 0.381 \\ 0.31 \\ 0.282 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Рис. 1. Символьные операции системы компьютерной алгебры Mathcad поиска оценки качества восстановленных деталей

Из сравнения числовых значений энтропийной функции выявлено, что для метода восстановления наплавкой под слоем флюса качества восстановления деталей в основном определяется глубиной проплавления основного металла и шириной наплавленного валика, а для электроконтактной приварки ленты качества восстановления деталей достигается в основном за счет выполнения работ, обеспечивающих высокую твердость слоя и его ширину. Работы, выполняемые по обеспечению глубины проплавления основного металла и твердости слоя, являются доминантой качества в восстановлении деталей и потому используются в первоочередном совершенствовании процессов.

Заключение

Таким образом, формируя вариационный ряд значений энтропийной функции (0,282; 0,31; 0,302; 0,324; 0,381; 0,388), следует, что по технологическим показателям лучшей суммарной результативностью обладают практически два метода: электроконтактная приварка стальной ленты ($R = 0,388$) и наплавка под слоем флюса ($R = 0,381$). Плазменная наплавка в продольном магнитном поле при применении проволоочной токоведущей присадки имеет ограничения, поскольку не дает возможности выполнить равномерный и тонкий наплавочный слой ($R = 0,324$).

Другие два метода – плазменная наплавка ($R = 0,302$) и электроконтактная приварка сеток ($R = 0,31$) – практически имеют одинаковые результативности в восстановлении деталей. Метод электроконтактной приварки композиционных материалов ($R = 0,282$) ранжирован последним, поскольку имеет ограниченное применение, исследуется и совершенствуется.

Таким образом, применение энтропийной функции в ранжировании методов восстановления позволяет объективно принимать управленческое решение в применении конкретного метода и образовывать ожидаемое качество восстановленных деталей.

Библиографический список

1. Гличев, А. В. Реформирование экономики и фактор качества / А. В. Гличев. – М. : Стандарты и качество, 1997. – 218 с.
2. Вильсон, А. Д. Энтропийные методы моделирования сложных систем / А. Д. Вильсон. – М. : Наука, 1987. – 146 с.
3. Рафиков, И. А. Технология восстановления деталей плазменной наплавкой в продольном магнитном поле : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Рафиков И. А. – Уфа : РИО ФГБОУ ВПО БГАУ, 2013. – 20 с.
4. Юферов, К. В. Повышение ресурса деталей машин восстанавливаемых электроконтактной приваркой стальных лент : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Юферов К. В. – Уфа : РИО ФГБОУ ВПО БГАУ, 2013. – 20 с.
5. Черноиванов, В. И. Техническое обслуживание и ремонт машин в сельском хозяйстве : учеб. пособие / В. И. Черноиванов, В. В. Бледных ; под. ред. В. И. Черноиванова. – М. ; Челябинск : ГОСНИТИ, ЧГАУ, 2003. – 987 с.
6. Петряков, В. Г. Энтропия в квалиметрии эксплуатационных свойств строительной керамики / В. Г. Петряков // Строительные материалы. – 2013. – № 4. – С. 1–2.

Петряков Валерий Георгиевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра технологии металлов и ремонта машин,
Башкирский государственный
аграрный университет
(Россия, г. Уфа, ул. 50-летия Октября, 34)
E-mail: V.petryakov@mail.ru

Petryakov Valery Georgievich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of technology metals
and repair of machines,
Bashkir State Agrarian University
(34 50-th Anniversary of October street, Ufa, Russia)

Наталенко Валерий Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра технологии металлов и ремонта машин,
Башкирский государственный
аграрный университет
(Россия, г. Уфа, ул. 50-летия Октября, 34)
E-mail: nvs1971@mail.ru

Natalenko Valery Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of technology metals
and repair of machines,
Bashkir State Agrarian University
(34 50-th Anniversary of October street, Ufa, Russia)

Маннанов Марат Миргарифович

кандидат физико-математических наук, доцент,
кафедра математики,
Башкирский государственный
аграрный университет
(Россия, г. Уфа, ул. 50-летия Октября, 34)
E-mail: mmm060958@mail.ru

Mannanov Marat Mirgarifovich

candidate of physical and mathematical sciences,
associate professor,
sub-department of mathematics,
Bashkir State Agrarian University
(34 50-th Anniversary of October street, Ufa, Russia)

Ахметьянов Ильшат Расимович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра механики и инженерной графики,
Башкирский государственный
аграрный университет
(Россия, г. Уфа, ул. 50-летия Октября, 34)
E-mail: ahmetir09@rambler.ru

Akhmetyanov Ilshat Rasimovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of mechanics and engineering graphics,
Bashkir State Agrarian University
(34 50-th Anniversary of October street, Ufa, Russia)

УДК 303.71

Петряков, В. Г.

Энтропия в ранжировании методов восстановления деталей / В. Г. Петряков, В. С. Наталенко, М. М. Маннанов, И. Р. Ахметьянов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 24–29. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-3.

М. Г. Мясникова

ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДЛЯ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ

M. G. Myasnikova

APPLICATION PARAMETRIC METHODS FOR THE ANALYSIS OF NON-LINEAR SIGNALS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Рассматривается применение метода Прони для анализа нелинейных сигналов. Отдельно рассмотрено применение метода для сигналов с различными видами нелинейности – нелинейность типа нечувствительность, нелинейность типа насыщение, комбинированная нелинейность. **Материалы и методы.** Исследования проводились на модельных сигналах путем математического моделирования алгоритмов обработки в пакетах прикладных программ. **Результаты.** Исследованы погрешности измерения амплитудных и частотных параметров при использовании метода Прони для нелинейных сигналов. Для каждого из рассмотренных в статье видов нелинейности приведен алгоритм обработки сигнала, позволяющий повысить точность измерения параметров. **Выводы.** При всех рассмотренных видах нелинейности возможно применение метода Прони для измерения параметров сигналов. Погрешность определения параметров может быть уменьшена за счет увеличения порядка модели и использования коррекции по линейным участкам.

A b s t r a c t. Background. In the article the application of the Prony method for the analysis of nonlinear signals is considered. Separately, application of the method for signals with various types of nonlinearity is considered (nonlinearity of the type of insensitivity, nonlinearity of the saturation type, combined nonlinearity). **Materials and methods.** The studies were carried out on model signals by mathematical modeling of processing algorithms in application software packages. **Results.** The errors of the measurement of the amplitude and frequency were investigated using the Prony method for nonlinear signals. For each of the types of nonlinearity considered in the article, a signal processing algorithm is given, which makes it possible to improve the accuracy of measurement of parameters. **Conclusions.** With all the types of nonlinearity considered, it is possible to use the Prony method to measure the signal parameters. The error in determining the parameters can be reduced by increasing the order of the model and using correction for linear sections.

К л ю ч е в ы е с л о в а: нелинейный сигнал, спектр сигнала, нелинейность типа нечувствительность, нелинейность типа насыщение.

Key words: nonlinear signal, signal spectrum, nonlinearity of the type of insensitivity, nonlinearity of the type of saturation.

Введение

Сигнал в измерительном тракте часто подвергается нелинейным преобразованиям. Нелинейность типа «нечувствительность», «насыщение» или комбинированная – типичное искажение, с которым приходится сталкиваться. Уже стало традиционным применение метода Прони для определения параметров сигналов сложной формы [1, 2]. Покажем, что его применение возможно и для нелинейных сигналов.

Постановка задачи

При прохождении гармонического сигнала через нелинейную цепь возникают искажения его формы: кроме основной гармоники с частотой f возникают высшие гармоники с частотами $2f$, $3f$ и т.д. Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник K_g , равным отношению среднеквадратического напряжения высших гармоник к среднеквадратическому значению напряжения первой гармоники [3].

Теоретическое обоснование возможности применения метода Прони [4] для анализа нелинейных сигналов основано на том, что при нелинейном преобразовании происходит расширение спектра сигнала, он становится многомодальным, одна из этих мод является информативной компонентой, а ее параметры соответствуют параметрам сигнала до нелинейного преобразования. Рассмотрим разные виды нелинейности.

Нелинейность типа «нечувствительность»

На рис. 1 показан сигнал с нелинейностью такого вида [5], а на рис. 2 – его спектр.

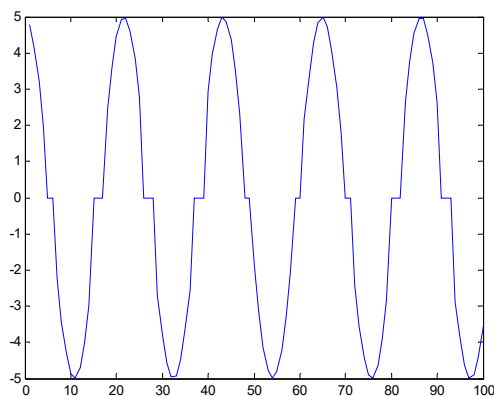


Рис. 1. Сигнал с нелинейностью типа «нечувствительность»

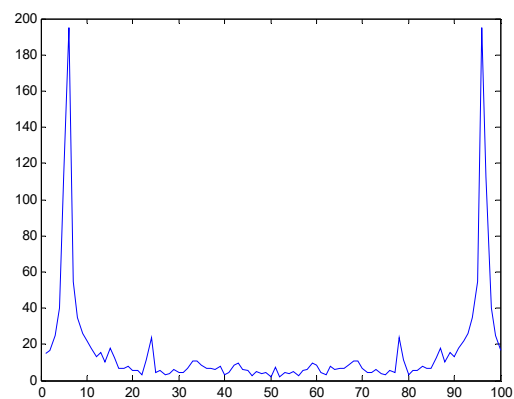


Рис. 2. Спектр сигнала

Видно, что спектр сигнала содержит множественные резонансы, поэтому он многомодальный и может быть описан (аппроксимирован) моделью высокого порядка. Для выделения информативной составляющей применим аппроксимацию методом Прони с порядком модели p :

$$x_i = \sum_{j=1}^q A_j \exp(-\alpha_j t_i) \cos(2\pi f_j t_i + \phi_j) \quad (q = p/2). \quad (1)$$

На рис. 3 показано разложение сигнала, представленного на рис. 1, на моды при порядке модели $p = 8$.

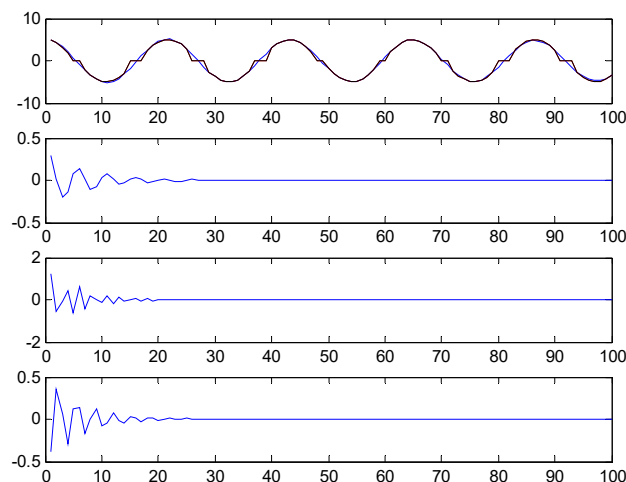


Рис. 3. Выделение информативной составляющей при нелинейности типа «нечувствительность»

Первая составляющая разложения соответствует информативной компоненте, на нее наложен исходный нелинейный сигнал. Информативная компонента определяется по оценке частоты зарегистрированного сигнала, например, по периоду, определяемому точками пересечения нулевого уровня или по расстоянию между экстремумами [9]. Погрешность определения параметров определяется порядком модели p .

По методу Прони для выбранного порядка получены параметры $f = 9,2501$ Гц, $A = 4,0014$ размерных единиц (сигнал, подвергшийся нелинейному преобразованию, имел параметры $f = 9,25$ Гц, $A = 4,0$ размерных единиц) при нечувствительности на уровне 35 %. Погрешность определения амплитудных параметров уменьшена благодаря выделению линейных участков по производной сигнала.

Такой же подход может быть использован и при нелинейности типа «насыщение».

Нелинейность типа «насыщение»

Еще один часто встречающийся тип – нелинейность типа «насыщение», типичное искажение, с которым приходится сталкиваться. Для определения параметров такого сигнала также применим метод Прони [6].

На рис. 4 показан сигнал с выраженным насыщением, а на рис. 5 – его спектр.

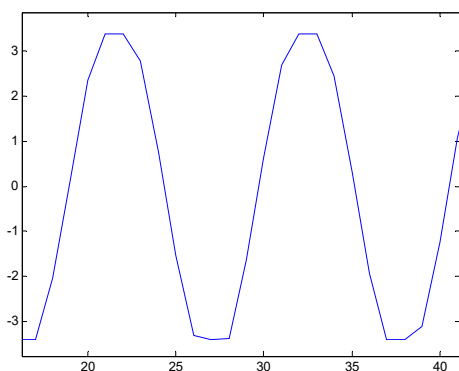


Рис. 4. Сигнал с выраженным насыщением

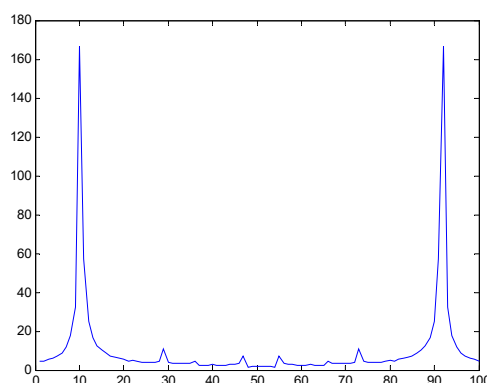


Рис. 5. Спектр данного сигнала

Как и в случае нелинейности типа «нечувствительность», спектр сигнала содержит множественные резонансы, поэтому он многомодальный и тоже может быть описан моделью высокого порядка. Для выделения информативной составляющей применим аппроксимацию методом Прони порядком p (1) [8, 10].

На рис. 6 показано разложение такого сигнала на моды при порядке $p = 8$.

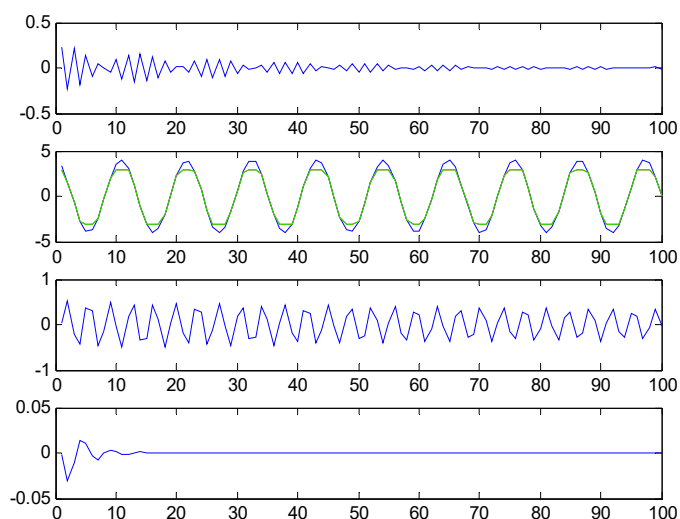


Рис. 6. Выделение информативной составляющей при нелинейности типа «насыщение»

Исследовалось выделение сигнала в шумах, подвергнутого нелинейному преобразованию:

- измерена амплитуда $A = 5,0827$ (задано 5); частота $f = 9,2473$ (задано 9.25), отношение сигнал/помеха = 15, нелинейность 75 %;
- измерена амплитуда $A = 4,5574$ (задано 5); частота $f = 9,21$ (задано 9.25), отношение сигнал/помеха = 15, нелинейность 50 %.

В обоих случаях амплитуда корректировалась. Коэффициент корректировки амплитуды «обрезанной» составляющей вычислен на основе МНК на линейных участках, определяемых по производной сигнала (рис. 7).

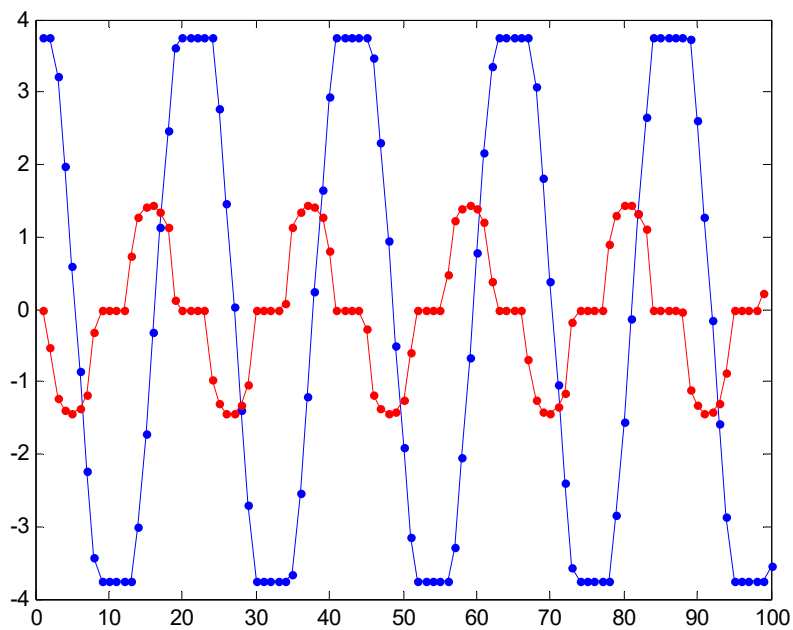


Рис. 7. Выделение линейных участков по производной для коррекции амплитуды

Погрешность определения амплитуды для каждого из вариантов приведена на рис. 8, а частоты – на рис. 9.

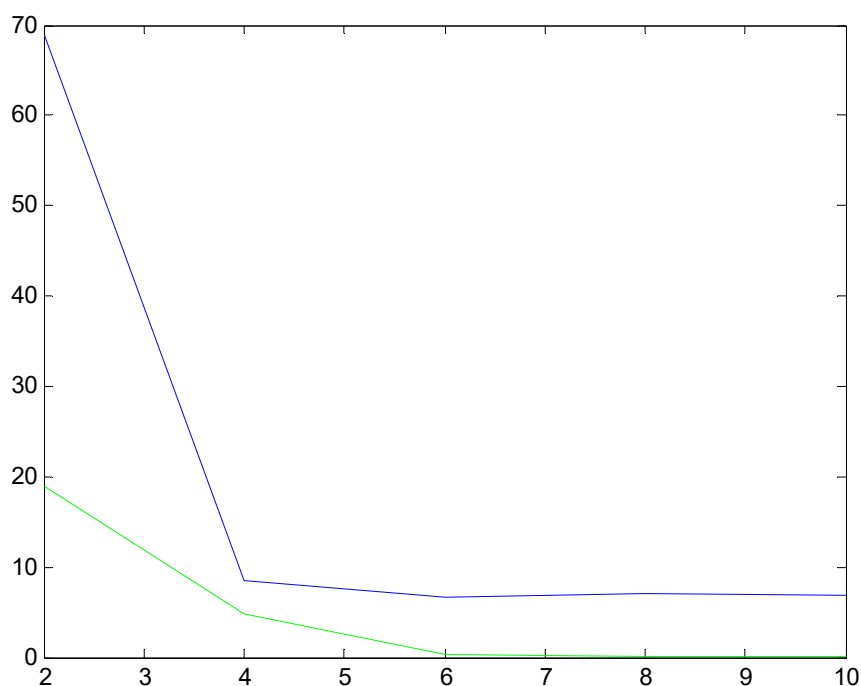


Рис. 8. Погрешность определения амплитуды в % от порядка: без коррекции и с коррекцией по линейным участкам

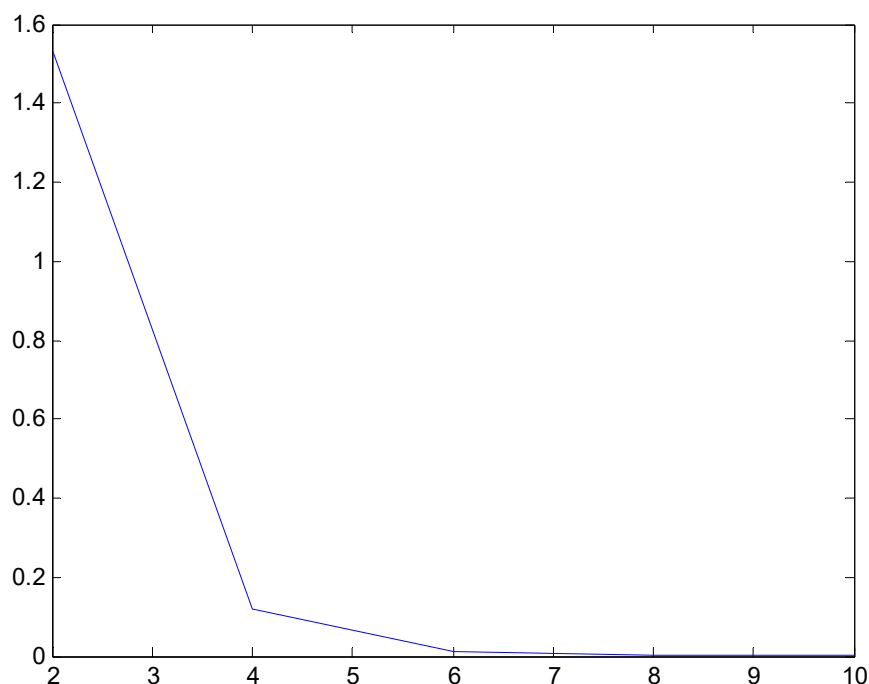


Рис. 9. Погрешность определения частоты в % от порядка

Такой же подход может быть использован и при насыщении типа «нечувствительность», а также при одновременном наличии обоих типов нелинейности.

Комбинированная нелинейность

При тех же посылах выделим составляющую и в случае комбинированной нелинейности. Видно, что составляющая выделяется, что проиллюстрировано на рис. 10.

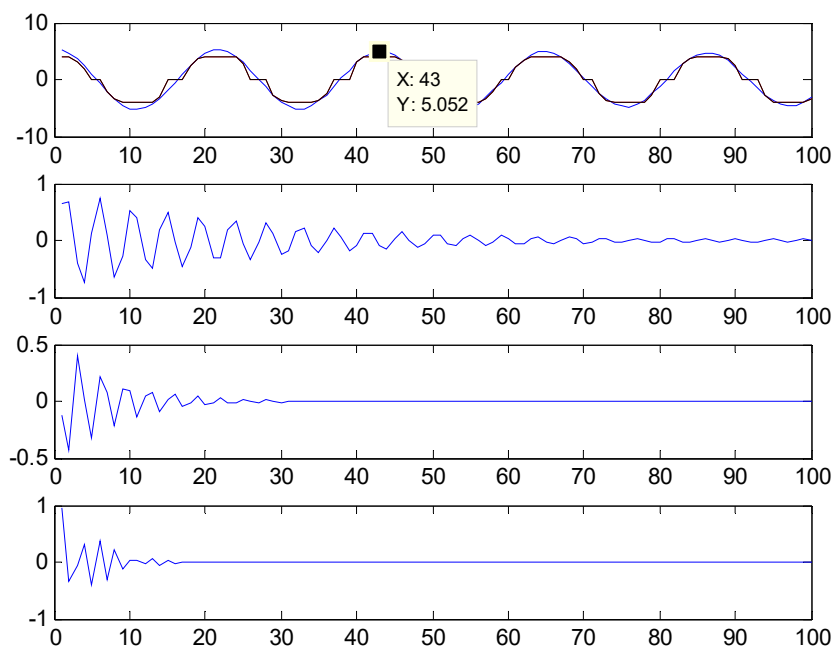


Рис. 10. Разложение сигнала с комбинированной нелинейностью

Алгоритм выделения одинаков для всех типов нелинейности:

- 1) регистрируется отклик;
- 2) оценивается частота f_c по расстоянию между экстремумами (при нелинейности типа «нечувствительность») или по пересечению «нуля» (при нелинейности типа «насыщение»);

- 3) выполняется процедура Прони с завышенным порядком;
- 4) выбирается составляющая разложения с частотой наиболее близкой к f_c ;
- 5) параметры этой составляющей принимаются за параметры сигнала до нелинейного преобразования в измерительном тракте.

Погрешность зависит не только от нелинейности, но и от отношения сигнал/помеха. На рис. 11 приведен график зависимости погрешности определения амплитуды от этого отношения.

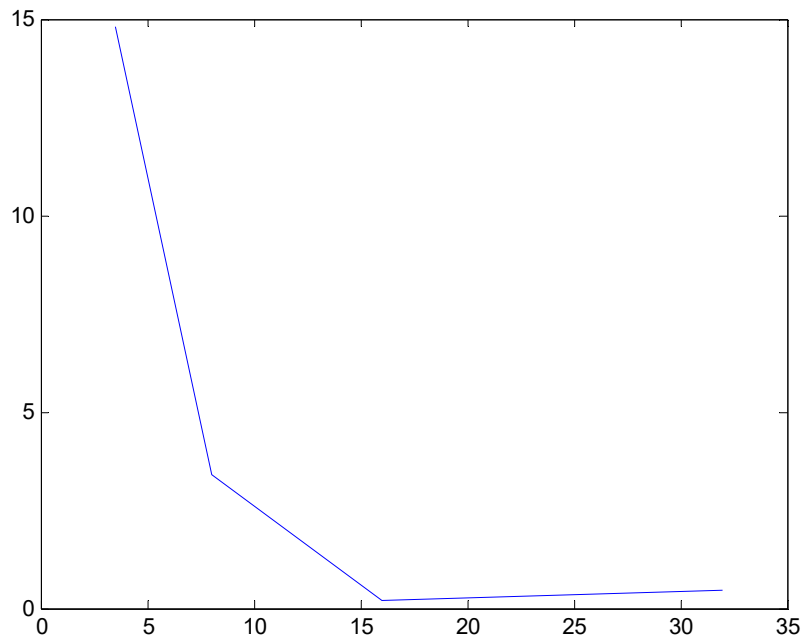


Рис. 11. Зависимость относительной погрешности определения амплитуды в % от отношения сигнал/помеха

Заключение

При всех видах нелинейности возможно применение метода Прони для измерения параметров сигналов. Погрешность определения параметров может быть уменьшена за счет увеличения порядка модели и использования коррекции по линейным участкам.

Библиографический список

1. Дмитриенко, А. Г. Аппроксимация сигналов суммой комплексных экспонент / А. Г. Дмитриенко, М. Г. Мясникова, А. В. Пушкарева, Б. В. Цыпин // Датчики и системы. – 2012. – № 7. – С. 2–5.
2. Никишин, О. Н. Применение экспоненциальных моделей для анализа и сжатия измерительной информации / О. Н. Никишин, М. Г. Мясникова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 35–39.
3. Кушнир, Ф. В. Электрорадиоизмерения : учеб. пособие для вузов / Ф. В. Кушнир. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 320 с.
4. Марпл.-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл.-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
5. Мясникова, М. Г. Применение параметрических методов для анализа сигналов с нелинейностью типа нечувствительность / М. Г. Мясникова, Д. А. Мальков // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Шляндинские чтения-2016». – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – С. 99–100.
6. Мясникова, М. Г. Применение параметрических методов для анализа сигналов с нелинейностью типа насыщение / М. Г. Мясникова, А. А. Пирогова, А. А. Купцов // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Шляндинские чтения-2016». – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – С. 100–102.

7. Мясникова, М. Г. Развитие методов цифровой обработки сигналов для информационно-измерительных систем / М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин, С. И. Торгашин // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф. – 2016. – С. 46–47.
8. Ионов, С. В. Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала / С. В. Ионов, В. В. Козлов, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин // Измерительная техника. – 2010. – № 10. – С. 26–30.
9. Мясникова, Н. В. Экспресс-анализ сигналов в инженерных задачах : монография / Н. В. Мясникова, М. Г. Мясникова, М. П. Берестень, Б. В. Цыпин. – М. : Физматлит, 2016.
10. Мясникова, М. Г. Выбор методов спектрального оценивания для систем контроля динамических характеристик датчиков давления / М. Г. Мясникова, С. А. Кузнецов, Б. В. Цыпин, А. П. Панов // Измерение, мониторинг, управление, контроль. – 2015. – № 2 (12). – С. 45–51.

Мясникова Мария Георгиевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра ракетно-космического
и авиационного приборостроения,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rkap@pnzgu.ru

Myasnikova Mariya Georgievna

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

УДК 621.391

Мясникова М. Г.

Применение параметрических методов для анализа нелинейных сигналов / М. Г. Мясникова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 30–36. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-4.

И. Е. Славкин, А. В. Пронин

ДАТЧИКОВАЯ АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

I. E. Slavkin, A. V. Pronin

SENSOR EQUIPMENT FOR MEASUREMENT OF SPACECRAFT SPACES CHARACTERISTICS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Датчиковая аппаратура, устанавливаемая на космических аппаратах, предназначена для обеспечения заданных условий внутри космического аппарата и характеристик его движения, а также для решения специальных задач, связанных с достижением конечных целей полета. Цель исследования – разработка унифицированного ряда датчиков, входящих в состав системы для регистрации внешних воздействий космического пространства. **Материалы и методы.** Объектом исследования является система измерения и архивирования характеристик космического пространства. Предметом исследования являются датчиковая аппаратура, а именно: датчик ударных воздействий, сигнализатор солнечного воздействия и датчик мощного радиочастотного воздействия. В процессе работы рассмотрен ряд схемотехнических решений, используемых при проектировании аналогичных изделий, применены методы математического моделирования. **Выводы.** При разработке датчиковой аппаратуры предложены принципы построения датчика ударных воздействий, структура сигнализатора солнечного излучения, структура построения датчика мощного радиочастотного излучения. Представлены результаты проектирования ДА, конкретные схемотехнические решения, проведено математическое моделирование.

A b s t r a c t. Background. The sensor equipment installed on space vehicles is designed to provide specified conditions inside the spacecraft and the characteristics of its movement, as well as to solve special problems associated with achieving the ultimate flight objectives. The research objective is the development of a unified range of sensors that make up the system for recording the external impacts of space spaces. **Materials and methods.** The object of the study is a system for measuring and archiving the characteristics of outer space. The subject of the study are sensor equipment, namely impact sensor, solar alarm and a powerful RF exposure sensor. In the process of work, a number of circuit-based solutions used in the design of similar products are considered, methods of mathematical modeling are applied. **Conclusions.** In the development of sensor equipment, the principles for the construction of a shock sensor, the structure of a solar radiation detector, and the construction structure of a powerful radio frequency radiation sensor are proposed. The results of DA design, specific circuitry solutions, mathematical modeling are presented.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик ударных воздействий, сигнализатор солнечного излучения, датчик радиочастотного излучения.

Key words: impact sensor, solar radiation detector, RF-radiation sensor.

Введение

Важнейшую роль в обеспечении длительной безотказной работы космических аппаратов (КА) и других долговременных космических объектов играет стойкость примененных в

них конструкционных материалов и элементов бортового оборудования к воздействию окружающей космической среды. По оценкам отечественных и зарубежных экспертов, более половины отказов и сбоев в работе бортовой аппаратуры КА обусловлено неблагоприятным воздействием факторов космического пространства (ФКП).

В зависимости от характера процессов, инициируемых воздействием космической среды, происходящие изменения свойств материалов и элементов оборудования могут иметь разный временной масштаб, быть обратимыми и необратимыми, представлять различную опасность для бортовых систем.

К разрушениям поверхностей КА и в первую очередь к разрушению поверхностей солнечных батарей приводит воздействие движущихся в Солнечной системе метеорных тел с поперечными размерами от нескольких десятков метров до долей микрометра. Скорости метеоритных тел относительно Земли лежат в интервале от ~ 10 до 70 км/с. Несмотря на малость их размеров и масс, разрушительная способность метеоритов связана с высокими скоростями их движения в космическом пространстве и значительностью кинетической энергии, передаваемой КА при столкновении.

Несмотря на достигнутые к настоящему времени значительные успехи в обеспечении стойкости материалов и оборудования КА к воздействию ФКП, исследования в этой области остаются актуальными в связи с регистрацией множества отклонений в работе КА по указанной причине.

Для исследования влияния части указанных факторов на надежность в АО «НИИФИ» разработана система регистрации и архивирования, в состав которой входят:

- шесть датчиков ударных воздействий;
- восемь сигнализаторов солнечного излучения;
- шесть датчиков мощного радиочастотного излучения;
- многоканальный прибор, предназначенный для сбора, обработки, хранения информации об ударных воздействиях метеоритных потоков, солнечном излучении и радиочастотном излучении;
- комплекты кабелей для подключения датчиков к прибору сбора и преобразования.

Информационное взаимодействие и управление между составными частями системы осуществляются по интерфейсу SpaceWire и RS-485.

Особенности построения датчика ударных воздействий (метеоритных потоков)

Данные о количестве и параметрах метеорных тел, вторгающихся в атмосферу Земли, получают на основании наблюдений за метеорами или светящимися следами. На основе этих наблюдений получена информация о наличии в метеорах частиц массой на уровне от 10^{-3} до 10^{-2} г, движущихся со скоростями от $0,8$ до 9 км/с. В момент столкновения с КА возникает кинетическая энергия в пределах от $0,89 \cdot 10^3$ до $8 \cdot 10^3$ Дж.

Достаточно крупные объекты регистрируются с помощью наземных оптических и радиолокационных средств (РЛ).

Значение кинетической энергии позволяет использовать датчики удара с высокой температурной стабильностью на основе емкостных акселерометров уравнивающего преобразования.

Измерение реакции на удар метеорита силового элемента для крепления акселерометра обеспечивает возможность установки чувствительного элемента (ЧЭ) датчика с внутренней стороны КА. Подобное решение позволяет совместить электронику и ЧЭ в одном корпусе и уменьшить за счет этого массу датчика и обеспечить повышение стойкости датчика к воздействию ионизирующего излучения космического пространства (ИИКП).

С учетом изложенного было проведено математическое моделирование датчика ударных воздействий.

Для проведения расчетов, подтверждающих работоспособность датчика ударного воздействия, необходимо в первую очередь определить зависимости между силой ударного воздействия на элементы конструкции КА и ударным ускорением.

Зависимость между силой удара F_y и ускорением a_y определяется на основе анализа составляющих формулы для определения кинетической энергии удара $W_{\text{кин}}$, равной

$$W_{\text{кин}} = \frac{mv^2}{2} = F_y x, \quad (1)$$

где m , v – масса и скорость метеорного вещества; x – деформация основания конструкции, на которую установлен датчик.

При изменении массы метеорита m в пределах от 0,1 до 10 г и скорости соударения от 0,8 до 8,9 км/с кинетическая энергия удара изменяется в пределах от $0,89 \cdot 10^3$ до $8 \cdot 10^3$ Дж.

Значение подсчитанной кинетической энергии удара высокоскоростных метеорных частиц с высокоскоростным движением КА можно подтвердить следующим примером.

Скорость частицы, падающей под воздействием ускорения свободного падения, за 1 с составляет 9,81 м/с. При этом кинетическая энергия от удара частицы будет находиться в интервале от 4,8 до 480 Дж, что значительно меньше, чем при ударе высокоскоростной частицы.

При деформации места установки акселерометра под воздействием удара на уровне $1 \cdot 10^{-6}$ м максимальная сила удара, определенная из формулы (1), будет составлять

$$F_y = \frac{8 \cdot 10^3}{10^{-5}} = 8 \cdot 10^8 \text{ Н.}$$

Диапазон измерений датчика определяем по формуле

$$a_y = \frac{F_y}{C_y},$$

где C_y – жесткость крепления датчика к конструкции КА; m_g – масса датчика; $C_y = m_g \omega_{уст}^2$.

При $m_g = 100 \cdot 10^{-3}$ кг, $\omega_{уст} = 6,28 \cdot 10^4$ рад/с получаем

$$a_y = \frac{8 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 6,28^2 \cdot 10^8} = 2,03 \text{ м/с}^2.$$

Следовательно, для измерения метеоритных ударов максимальной величины датчик удара должен иметь диапазон измерений 2 м/с². Для перекрытия возможных изменений масс и скоростей метеоритов целесообразно проводить разработку унифицированного ряда диапазонов измерений в пределах от $\pm 0,18$ до ± 22 м/с² с одновременным нормированием и определением разрешающей способности датчика.

Для расчета характеристик измерительной цепи от входа датчика удара до его унифицированного аналогового выхода ($1,6 \pm 1,3$) В, совместимого с АЦП; микроконтроллера прибора сбора и преобразования использованы математические модели и методы их анализа [1].

Результаты моделирования поведения датчика ударного воздействия средствами комплекса прикладных программ Matlab 6.0, приведенные в [1], подтверждают возможность ускорения частиц в пределах от 0,2 до 10 м/с² путем регулирования параметров цепи уравнивания акселерометра.

Обоснование структуры построения сигнализатора солнечного излучения

Почти вся энергия Солнца выделяется в форме низкоэнергичных фотонов в области от дальнего ультрафиолетового до видимой области и инфракрасного диапазонов. Внеатмосферный солнечный спектр, например на борту КА, характеризуется длинами волн от 170 до 800 нм. Около 50 % энергии приходится на видимую часть спектра (400–750) нм, 8 % на ультрафиолетовую ($\lambda < 400$ нм) и около 45 % на инфракрасную ($\lambda > 760$ нм). Из этого следует, что для измерения характеристик внеатмосферного слоя могут использоваться светочувствительные элементы, предназначенные для регистрации различных участков спектра в диапазоне от 170 до 800 нм.

На протяжении последних 30 лет схемотехника фоточувствительных преобразователей с использованием фотодиодов серий ФД, КДФ, УДФ и ФПУ отработана в АО «НИИФИ» достаточно хорошо, а результаты испытаний устройств с их применением показывают, что указанные фотоприемники могут эффективно использоваться для регистрации солнечного излучения.

Как уже указано выше, основным функциональным элементом сигнализатора является фотодиод серии ФД, а конкретно ФД-7К с диапазоном спектральной чувствительности в пределах от 400 до 1100 нм. Электрическая схема сигнализатора содержит фотоприемник и учитывает то, что в качестве электрических элементов фотоприемники отличаются высоким выходным сопротивлением [2] или фактически являются датчиками тока.

По этой причине фотодиод сигнализатора может быть включен по простейшей схеме инвертирующего усилителя с заземленным неинвертирующим входом. В таком варианте

включения операционный усилитель выполняет функцию преобразователя тока фотодиода в выходное напряжение, в котором сопротивление цепи отрицательной обратной связи определяет как значение тока фотодиода, так и коэффициент преобразования. Остальные узлы сигнализатора выполняют функции усиления напряжения до получения требуемого выходного напряжения ($1,6 \pm 1,3$) В, совместимого с АЦП контроллера прибора сбора и преобразования. Но при использовании фотодиода вся структура в целом выполняет функцию преобразования «ток – напряжение».

Коэффициент преобразования сигнализатора, равной отношению единицы измерения выходного сигнала его измерительной цепи [В] к единице светового потока [лм] определяется, главным образом, интегральной чувствительностью фотоприемника $S_{\text{инт}}$, измеряемой в [А/лм]. Для фотоприемника ФД-7К $S_{\text{инт}} = 6 \cdot 10^{-3}$ А/лм, что соответствует протеканию через него тока в 6 мА при воздействии светового потока в 1 лм.

Учитывая то, что изменение выходного напряжения сигнализатора составляет 2,6 В, номинальное значение коэффициента преобразования сигнализатора должно быть равным $K_0 = 2,6$ В/лм. Для получения такого значения электронная часть измерительной цепи, являющаяся преобразователем «ток – напряжение», должна иметь коэффициент преобразования, равный

$$K_{\text{тн}} = \frac{K_0}{S_{\text{инт}}} = \frac{2,6}{6 \cdot 10^{-3}} = 0,43 \cdot 10^{-3} = 430 \frac{\text{В}}{\text{А}} = 430 \text{ Ом.}$$

Схема построения такого преобразователя как части измерительной цепи сигнализатора достаточно проста и представляет собой эквивалентный резистор нагрузки фотодиода. При этом учтена особенность режима работы фотодиода – слабая зависимость падения напряжения на нем от сопротивления нагрузки вследствие его высокого выходного сопротивления.

Обоснование структуры построения датчика радиочастотного излучения

С точки зрения проблем электромагнитной совместимости аппаратуры различного назначения, размещаемой на КА, под внешними электромагнитными помехами понимаются излучения, генерируемые радиопередающими и радиоприемными устройствами каналов связи КА.

Как правило, радиочастотные помехи являются узкополосными, а их наибольшее влияние на функционирование аппаратуры наблюдается при совпадении частоты помехи с частотой, на которой имеет место максимальная чувствительность аппаратуры. В этой связи измерение мощного радиочастотного излучения является актуальным в целях повышения достоверности проводимых на борту измерений различных параметров за счет идентификации и разделения помехи на собственные и внешние.

Выбор структуры построения датчика мощного радиочастотного излучения на основе использования возможностей радиоприема является обоснованным вследствие высокой практической подтвержденности эффективности технического решения [3–5].

При этом выбор диапазона измерений по частоте и мощности излучения определяется типами радиопередающих устройств, используемых на КА.

В структуру датчика (рис. 1) в качестве необходимого функционального узла введен делитель частоты радиоизлучения, необходимый для обеспечения возможности использования отечественной ЭКБ для дальнейших преобразований в датчике.

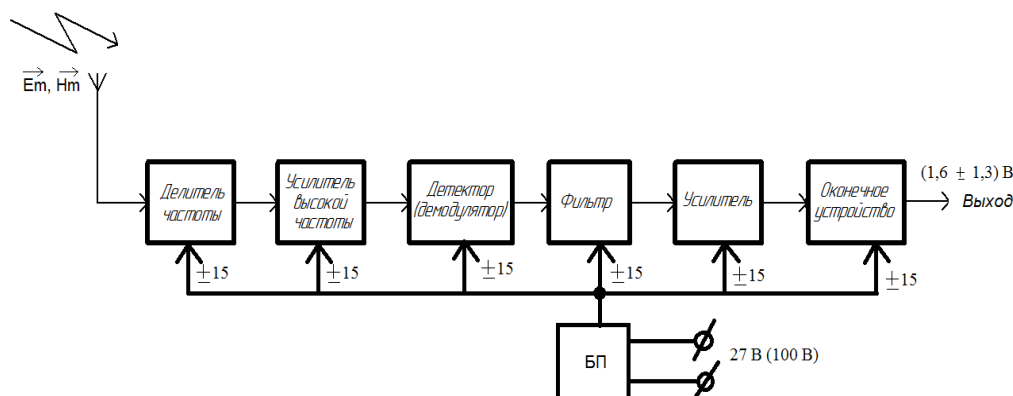


Рис. 1. Структура построения датчика радиочастотного излучения

В настоящее время активные делители частоты предлагаются фирмами Hittite Microwave, Microsemi Corporation, в линейку продукции которых входят электронные компоненты радиочастотного диапазона серии HMC, MO, MMA, UAO, MMIC, UXN-усилители, аттенюаторы, модуляторы, умножители и делители частоты и т.д. [6, 7]. Отечественные активные делители частоты не найдены. В публикациях [6, 7] приводятся результаты исследований в РФ по созданию на основе смешанной комплектации фирмы ZARLINK отечественных транзисторов 2П306, 2Т312. Из-за отсутствия отечественных аналогов активных делителей частоты предприятиями-разработчиками радиоаппаратуры используются пассивные делители частоты собственных разработки и производства.

Характеристики радиопередатчиков и радиоприемников космических аппаратов зависят от параметров орбиты, ориентации и геометрии космического корабля. Выбор типа антенны в большей мере зависит от степени стабилизации КА. Анализ доступной информации по эксплуатации радиопередатчиков на изделиях РКТ показывает, что на части изделий РКТ используются бортовые радиопередающие устройства типа УПЦМ или УПЦД производства АО «НПО ИТ» с характеристиками:

- выходная мощность до 25 Вт;
- несущая частота и длина волны 300 МГц и 1 м соответственно;
- несущая частота и длина волны 5 ГГц и 10 см соответственно (на КА используются радиопередающие устройства с несущими частотами от 9 до 10 ГГц).

Проведем расчет датчика для варианта использования штыревой приемной антенны для частоты 3 ГГц. При этом выбираем длину штыря равной 0,25 длины волны.

Допускаем, что регистратор мощных радиочастотных излучений находится на расстоянии 10 м от радиопередатчика под углом 30° к его экваториальной плоскости. При работе радиопередатчика на штыревую антенну будут действовать электрическое и магнитное поля с несущей частотой 3 ГГц, а под воздействием радиочастотного излучения в ней будет наводиться ЭДС ε_a .

Данные для расчета наведенной в антенне ε_a :

- длина приемной антенны $l = 0,25$ м;
- активное сопротивление приемной антенны $R_a = 0,1$ Ом;
- мощность радиопередатчика $P_\Sigma = 20$ Вт;
- ток возбуждения антенны радиопередатчика $I_m = 0,5$ А;
- КПД приемной антенны $\eta = 0,1$;
- расстояние от радиопередатчика до середины штыревой антенны $r = 10$ м.

Полученные по результатам расчета данные:

$$\text{– полное сопротивление передающей антенны } R_\Sigma = \frac{2P_\Sigma}{I_m^2} = \frac{40}{0,25} = 160 \text{ Ом};$$

$$\text{– отношение } \frac{l}{\lambda} = \sqrt{\frac{R_\Sigma}{r}} = \sqrt{\frac{160}{10}} = 4;$$

$$\text{– напряженность магнитного поля } H_m = \frac{I_m l}{2r \lambda} \sin 30^\circ = \frac{0,2}{20} \cdot 4 \cdot 0,5 = 0,02 \text{ А/м};$$

$$\text{– напряженность электрического поля } E_m = Z_0 H_m = 120\pi \cdot 0,02 = 7,536 \text{ В/м};$$

$$\text{– наведенная ЭДС } \varepsilon_a = \sqrt{P_\Sigma \eta 4 R_a} = \sqrt{20 \cdot 0,1 \cdot 4 \cdot 0,1} = 0,89 \text{ В}.$$

Расчеты показывают, что при выполнении условий задачи наведенная на штыревую антенну ЭДС составляет значительную величину, для преобразования которой в унифицированный сигнал, совместимый с сигналом со входа АЦП микроконтроллера, требуется незначительное усиление.

Следует отметить, что реализация СВЧ-радиоприема требует также использования СВЧ-предварительных усилителей. Известным методом для обеспечения неискаженного радиоприема при отсутствии СВЧ-компонентов является использование полосковых делителей радиочастоты. Их применение обеспечивает использование высокочастотной ЭКБ и в первую очередь интегральных микросхем и транзисторов для построения СВЧ-радиоприемных каналов.

Под полосковой линией понимают линию передачи энергии сверхвысоких частот, состоящую из проводящей полосы и основания в виде заземленной проводящей пластины, слу-

жащей вторым проводом. Использование технологий микроэлектроники в производстве микрораспределителей обеспечивает возможности:

- сравнительной простоты изготовления;
- миниатюризации конструкции и интегрального исполнения делителя;
- автоматизации производства;
- повышения надежности и хорошей воспроизводимости характеристик.

Библиографический список

1. Мокров, Е. А. Статико-динамические акселерометры для ракетно-космической техники / Е. А. Мокров, А. А. Папко. – Пенза : ПАИИ, 2004.
2. Электрические измерения неэлектрических величин / под ред. П. В. Новицкого. – Л. : Энергия, 1975.
3. Кресснер, Г. Н. Введение в системы космической связи / Г. Н. Кресснер, Дж. В. Мисхаелс. – М. : Связь, 1967.
4. Белоцерковский, Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. 1. Основы радиотехники / Г. Б. Белоцерковский. – М. : Советское радио, 1969.
5. Белоцерковский, Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. 2. Антенны / Г. Б. Белоцерковский. – М. : Советское радио, 1969.
6. Hittite Microwave. Портрет фирмы. Электроника // Наука, бизнес, технологии. – 2005. – № 7.
7. Монолитные СВЧ-компоненты Microsemi Corporation для отечественных применений // Компоненты и технологии. – 2016. – № 7.

Славкин Илья Евгеньевич

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

Slavkin Ilya Evgenevich

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

Пронин Александр Владимирович

аспирант,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: pronin.alexandr2017@yandex.ru

Pronin Alexander Vladimirovich

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

УДК 681.586+629.78

Славкин, И. Е.

Датчиковая аппаратура для измерения характеристик космического пространства /
И. Е. Славкин, А. В. Пронин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). –
С. 37–42. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-5.

Н. П. Ординарцева

ПЛАНИРОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА НА ИНТЕРВАЛЬНЫХ ПЕРЕМЕННЫХ КАК МЕТРОЛОГИЧЕСКИ ОБОСНОВАННЫЙ ИНСТРУМЕНТ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЙ

N. P. Ordinartseva

DESIGN OF EXPERIMENTS IN A TRACEABLE INTERVAL VARIABLES AS A REASONABLE TOOL FOR SOLVING TASKS OF MEASUREMENT

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Обосновывается необходимость дальнейшего развития классической теории планирования эксперимента на интервальных переменных, что позволяет иметь корректный математический инструмент решения задач измерений и метрологии. *Материалы и методы.* Планирование эксперимента на интервальных данных гарантированного нахождения результата измерений с использованием таких важных свойств интервала, как монотонность по включению, двусторонняя аппроксимация, сужение интервальной функции наиболее адаптировано для решения задач измерений и метрологии. Способ основан на построении интерполяционной функции внутри интервала ее гарантированного нахождения; значения функции в узлах интерполяции совпадают с робастными, эффективными и состоятельными оценками полученных результатов измерений, а в точках, удаленных от узлов, посредством сжимающего оператора внутренней аппроксимации стремятся к значениям, полученным МНК внутри гарантированного интервала. *Результаты.* Развитие GUM-подхода построением регрессионной кривой на интервальных переменных. *Выводы.* Переход на интервальные переменные позволяет преодолеть некоторые недостатки, указанные в самом GUM.

A b s t r a c t. *Background.* The necessity of further development of the classical theory design of experience on interval variables is substantiated, which allows to have a correct mathematical tool for solving measurement and metrology problems. *Materials and methods.* Design of experiments on the interval data of the guaranteed finding of the measurement result using such important properties of the interval as the inclusion monotony, two-sided approximation, narrowing of the interval function is most adapted for solving the problems of measurement and metrology. The method is based on the construction of an interpolation function within the interval of its guaranteed finding; the values of the function in the interpolation nodes coincide with robust, efficient and consistent estimates of the obtained measurement results, and at points far from the nodes, by means of a compressive internal approximation operator, they tend to the values obtained by the least squares method (LSM) within the guaranteed interval. *Conclusions.* The development of the GUM approach, the construction of regression curve on the interval variables. The transition to interval variables allows to overcome some of the shortcomings identified in the GUM.

К л ю ч е в ы е с л о в а: планирование эксперимента, интервальные переменные, гарантированный интервал нахождения результата, оператор внутренней аппроксимации.

К e y w o r d s: design of experiments, interval variables, interval guaranteed of finding the result, the internal approximation operator.

Математическая теория планирования эксперимента возникла из понимания того, что принципиально невозможно создать точно учитываемые условия для проведения эксперимента [1, с. 6]. Привлекательность применения теории планирования эксперимента в том, что она позволяет повысить эффективность экспериментальных исследований от двух до десяти раз: и чем сложнее исследования, тем эффективнее применение методов планирования эксперимента. Определяющее значение в любом экспериментальном познании принадлежит измерениям – и в этом их гносеологическая роль. Однако при развитии и внедрении методов планирования эксперимента в различных сферах научных исследований (химии, металлургии, биологии, технологии металлов) они находят *«лишь незначительное»* [2, с. 137] применение в решении задач измерений и метрологии.

Последнее объясняется прежде всего тем, что в измерительной практике используются специфические подходы, и формализация действий приемлема не всегда. В литературе по планированию эксперимента задачи метрологии рассмотрены лишь с точки зрения массовых технических измерений. Трудности при разработке методов планирования измерений связаны с тем, что необходимо не только корректно применять математические методы, но и учитывать неформализуемые метрологические требования [3, с. 23]. Последние следует разрабатывать в тесной связке с работами по исследованию метрологических моделей и теории измерений. Дополнительно следует отметить, что при использовании методов планирования эксперимента в отличных от метрологии областях деятельности в большинстве случаев не принимают в расчет метрологические характеристики применяемых в эксперименте средств измерений и пренебрегают погрешностью (неопределенностью) получаемых результатов. Использование планов эксперимента на точечных переменных дает вырожденные решения задач измерений, отличающиеся неустойчивостью при незначительных возмущениях в условиях эксперимента.

Потребность перехода на интервальные переменные

Планы экспериментов на интервальных переменных, являющиеся дальнейшим развитием классической теории планирования эксперимента, позволяют избежать указанных недостатков точечного планирования. Они могут быть рекомендованы как метрологически обоснованный математический инструмент решения задач измерений и метрологии, позволяющий учесть погрешность (неопределенность) результатов измерений, порождаемую неидеальностью средств и методов измерений.

Учет погрешности/неопределенности результатов измерений приводит к необходимости обобщения понятия вещественного числа, а именно, к понятию интервального числа и использования интервальных методов исследования, в основе которых лежит идея двусторонней аппроксимации интервала гарантированного нахождения результата измерений. Интервальная математика обладает такими полезными свойствами [4, с. 8–13] в решениях задач, о данных которых известно лишь то, что они лежат в определенных интервалах, как:

- свойством монотонности по включению;
- сужением интервальной функции;
- интервальным расширением функции;
- интервальным расширением с условием наибольшей суженности.

Планирование эксперимента на интервальных данных гарантированного нахождения результата измерений с использованием таких важных свойств интервала, как монотонность по включению, двусторонняя аппроксимация, сужение интервальной функции наиболее адаптировано для решения задач измерений и метрологии. Планы на интервальных переменных отличаются от известных планов на числовых (точечных) переменных большей робастностью и адаптированностью получаемых результатов [1, с. 126–140]; точечные планы являются вырожденными и представляют частный случай интервальных планов.

Огромное разнообразие планов экспериментов, изначально унаследовавших специфику решаемой прикладной задачи, требует разработки их классификации, выполненной автором в работе [5]; в разработанной классификации показано место калибровочного эксперимента.

Наибольшее применение в решениях задач измерений и метрологии находят регрессионный и ортогональный эксперименты.

Регрессионные эксперименты на интервальных переменных

Планирование регрессионного эксперимента на интервалах гарантированного нахождения результатов измерений гармонизировано с международным GUM-подходом оценки неопределенности измерений, определением интервала гарантированного нахождения результата измерения, но в отличие от традиционного планирования на числах, как отмечается в недостатках и причинах пересмотра «Руководства по выражению неопределенности измерения», позволяет иметь математически корректный аппарат. В интервале гарантированного нахождения результата измерения находится бесконечное число точек – это делает обоснованным применение метода наименьших квадратов (МНК), в основе которого лежит идея нормального распределения с бесконечным числом элементов в выборке. Например, нахождение калибровочной кривой средства измерений (СИ) внутри интервала ее гарантированного нахождения посредством сжимающего оператора внутренней аппроксимации интервала позволяет игнорировать нелинейную операцию удаления резко выделяющихся данных, которая при традиционном подходе в числовых шкалах (удаление грубых ошибок или промахов) приводит к нелинейным оценкам.

Нечисловые (именованные) шкалы позволяют игнорировать пропуски в данных при переходе от задачи с пропусками в числовых шкалах к задаче с игнорируемыми пропусками в нечисловых шкалах.

Рисунок 1 иллюстрирует получение калибровочной кривой СИ планированием регрессионного эксперимента на интервальных переменных и применением сжимающего оператора внутренней аппроксимации интервала.

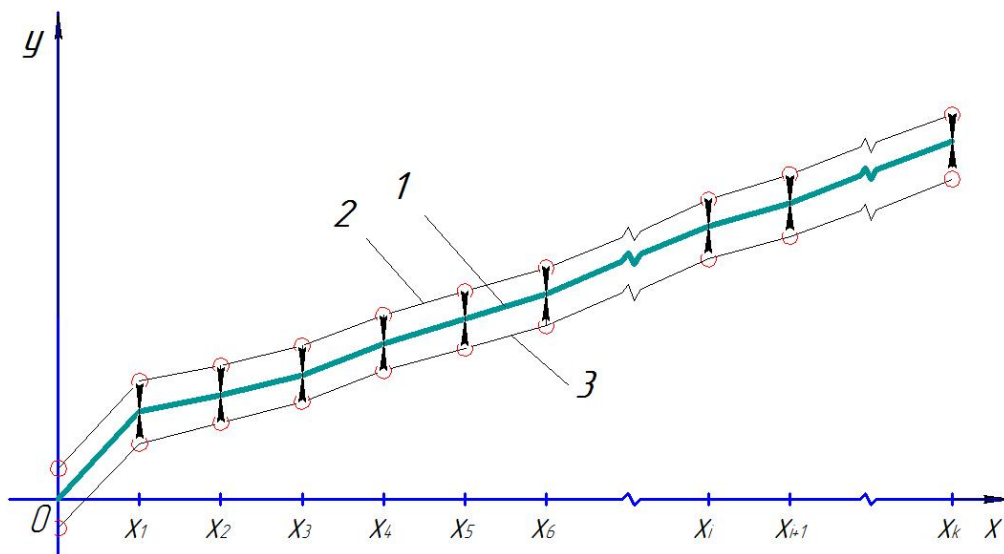


Рис. 1. Определение калибровочной кривой СИ сжимающим оператором внутренней аппроксимации интервала ее гарантированного нахождения:
1 – искомая калибровочная кривая СИ; 2, 3 – соответственно верхняя и нижняя границы интервала гарантированного нахождения калибровочной кривой

Сжимающий оператор внутренней аппроксимации имеет вид [6–8]

$$\left[f(X_1^+, X_2^+, \dots, X_i^+, \dots, X_n^+) - \phi(X_1^-, X_2^-, \dots, X_i^-, \dots, X_k^-) \right]^2 \Rightarrow \min, \quad (1)$$

где X_i^+, X_i^- – соответственно верхняя и нижняя границы гарантированного интервала нахождения (расширенный интервал охвата / доверительный интервал). Способ основан на построении интерполяционной функции внутри интервала ее гарантированного нахождения; значения функции в узлах интерполяции совпадают с робастными, эффективными и состоятельными оценками полученных результатов измерений, а в точках, удаленных от узлов, посредством сжимающего оператора внутренней аппроксимации стремятся к значениям, полученным методом наименьших квадратов (МНК) внутри гарантированного интервала.

Так, для обладающей рядом преимуществ линейной зависимости искомой калибровочной кривой $F(c_0, c_1) = c_0 + c_1 x$ условие (1) сжимающего оператора внутренней аппроксимации интервала гарантированного нахождения калибровочной характеристики примет вид

$$F(c_0, c_1) = \left\{ \sum_{i=1}^n [Y_i^+ - (c_0 + c_1 X_i)]^2 + \sum_{i=1}^n [Y_i^- - (c_0 + c_1 X_i)]^2 \right\} \Rightarrow \min. \quad (2)$$

Значения коэффициентов c_0, c_1 определяются из условия

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial c_0} = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial c_1} = 0 \end{cases}. \quad (3)$$

Решая (3), имеем

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n [Y_i^+ - (c_0 + c_1 X_i)] + \sum_{i=1}^n [Y_i^- - (c_0 + c_1 X_i)] = 0 \\ \sum_{i=1}^n [Y_i^+ - (c_0 + c_1 X_i)] X_i + \sum_{i=1}^n [Y_i^- - (c_0 + c_1 X_i)] X_i = 0 \end{cases}.$$

Преобразуем систему к виду

$$\begin{cases} 2c_0 n + 2c_1 \sum_{i=1}^n X_i = \sum_{i=1}^n Y_i^+ + \sum_{i=1}^n Y_i^- \\ 2c_0 \sum_{i=1}^n X_i + 2c_1 \sum_{i=1}^n X_i^2 = \sum_{i=1}^n Y_i^+ X_i + \sum_{i=1}^n Y_i^- X_i, \end{cases}$$

откуда

$$c_0 = \frac{\left(\sum_{i=1}^n Y_i^+ + \sum_{i=1}^n Y_i^- \right) \sum_{i=1}^n X_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n Y_i^+ X_i + \sum_{i=1}^n Y_i^- X_i \right) \sum_{i=1}^n X_i}{2n \sum_{i=1}^n X_i^2 - 2 \left(\sum_{i=1}^n X_i \right)^2}, \quad (4)$$

$$c_1 = \frac{n \left(\sum_{i=1}^n Y_i^+ X_i + \sum_{i=1}^n Y_i^- X_i \right) - \sum_{i=1}^n X_i \left(\sum_{i=1}^n Y_i^+ + \sum_{i=1}^n Y_i^- \right)}{2n \sum_{i=1}^n X_i^2 - 2 \left(\sum_{i=1}^n X_i \right)^2}.$$

Развитие GUM-подхода построением регрессионной кривой на интервальных переменных

«Руководство по выражению неопределенности в измерениях» (GUM) [9] является одним из главных документов в метрологии. Его неоспоримая заслуга – установление всемирного единства в оценивании неопределенности измерений. GUM предоставляет концептуальный подход, позволяющий выполнять совместную обработку вкладов неопределенности, возникающих как из-за случайных, так и из-за систематических влияний, и оценивать неопределенность измерения однозначным и принятым на международном уровне способом объединения всех видов вкладов неопределенности.

Несмотря на достоинства GUM, остающегося более 20 лет основополагающим документом по метрологии, GUM не лишен недостатков, некоторые из которых являются значительными [10]. Эти недостатки никогда не скрывались, о них говорится и в самом GUM. Так, представленный в GUM подход оценивания неопределенности измерений основан на разложении модельного уравнения в ряд Тейлора первого порядка и позволяет получать достоверные результаты как в отношении оценок измеряемых величин, так и неопределенности изме-

рений только в случае линейности модели измерения. Частично корректировать нелинейность модели позволяет учет членов более высокого порядка при разложении модельной функции в ряд Тейлора. Но в этом случае необходимо выполнение следующих условий:

- раскладываемая функция должна иметь непрерывную производную по входным величинам x_i в окрестностях наилучших оценок $\bar{x}_j$;
- величины, входящие в члены разложения функции калибровочной кривой в ряд Тейлора высших порядков, должны быть независимыми;
- величины x_j должны иметь нормальный закон распределения вероятностей;
- члены высших порядков, не включенные в аппроксимацию функции калибровочной кривой СИ, должны быть пренебрежимо малыми.

В своей монографии [1, с. 54–58, 119–123] автор привел критические замечания гипотезы нормальности в измерениях. Предположение о нормальности погрешности средств измерений является слишком жестким, а встречающиеся в метрологии распределения достаточно разнообразны. В качестве аргумента можно привести результаты исследований П. В. Новицкого и его школы [1, с. 55]. Гистограммы распределения температуры, влажности и атмосферного давления по результатам пятилетних метеорологических наблюдений для Московской области [1, с. 120] иллюстрируют невыполнение в реальных измерениях исходных предпосылок гипотезы нормальности. Даже если температура, влажность и атмосферное давление не являются измеряемыми физическими величинами, как влияющие факторы они присутствуют в любом измерении.

В работе [11] на основании выполненных расчетов доказано, что функция плотности распределения вероятностей погрешности результатов измерений, выполненных сложными измерительными каналами измерительных систем, является асимметричной и далекой от нормального распределения.

Приближение реального распределения с помощью кривых из семейства Пирсона или его подсемейств – чисто формальная операция. Именно из таких соображений критиковал параметрическую статистику и получаемые на ее основе параметрические оценки академик С. Н. Бернштейн еще в 1927 г. в своем докладе на Всероссийском съезде математиков [12].

Кроме того, процедура, предлагаемая GUM для получения интервала, содержащего значение измеряемой физической величины с заданной вероятностью, оказалась недостаточно раскрытой и, как следствие, недостаточна универсальной. GUM использует стандартную неопределенность как главный параметр для количественного выражения неопределенности измерения, но в большинстве практических приложений требуется дополнительная мера – интервал охвата для заданной вероятности p . Но чтобы получить достоверный интервал охвата, необходимо иметь сведения о законе распределения вероятностей измеряемой величины. Однако в соответствии с GUM-подходом плотность распределения вероятностей выходной величины в явном виде не определяют, так как задача нахождения плотности распределения вероятностей является достаточно сложной с математической точки зрения, требующей нахождения свертки распределений. Построение интервала охвата осуществляется с помощью дополнительной меры неопределенности, называемой «расширенной неопределенностью», которая рассчитывается умножением стандартной неопределенности $u(y)$ на коэффициент охвата k . Некоторые ученые ставят под сомнение обоснованность использования формулы Уэлча – Саттертуэйта при построении интервалов охвата [10].

Принятый в качестве доминирующего частотный подход для интерпретации распределений вероятностей не исправляет недостатки GUM. Возрождение Байесовского подхода, когда обновляется состояние знаний при появлении новых знаний: производится объединение априорных распределений вероятностей и новых данных, чтобы получить апостериорное распределение вероятностей, также основывается на необходимости приписывать всем входным величинам плотности распределения вероятностей. Эти плотности вероятностей называются «*state-of-knowledge PDF*» [13]. Другими словами, знания об измеряемой физической величине представляются с помощью случайной величины, которой на основании имеющихся о ней знаний можно приписать плотность вероятностей, а отклонения величины будут являться точными моментами соответствующего порядка этой плотности вероятностей. В этом случае стандартная неопределенность, возникающая из способа оценивания по типу А, больше не является оценкой стандартного отклонения, а представляет собой параметр функции плотности

распределения вероятностей, установленной на основании доступного знания, как и неопределенность, оцененная по типу В, – классификация способов оценивания неопределенности на типы А и В оказалась больше не нужной в новом, находящемся в процессе обсуждения научной общественностью, «Руководстве по выражению неопределенности измерения» [14, 15]. Отмеченные выше критические замечания в отношении GUM-подхода, основанные на точечных переменных и гипотезе нормальности, обосновывают необходимость и актуальность его дальнейшего развития переходом на интервальные переменные и заменой вырожденных, точечных решений на решения, получаемые интервальным планированием.

Библиографический список

1. *Ординарцева, Н. П.* Планирование эксперимента: модели, анализ, неопределенность измерений : монография / Н. П. Ординарцева. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – 242 с.
2. *Пиотровский, Я.* Теория измерений для инженеров / Я. Пиотровский : пер. с польск. – М. : Мир, 1989. – 335 с.
3. *Лячев, В. В.* Основы фундаментальной метрологии : учеб. пособие / В. В. Лячев, Т. Н. Сирая, Л. И. Довбета ; под ред. В. В. Лячева. – СПб. : Элмор, 2007. – 424 с.
4. *Шокин, Ю. И.* Интервальный анализ / Ю. И. Шокин. – Новосибирск : Наука, 1981. – 112 с.
5. *Ординарцева, Н. П.* Планирование эксперимента в измерениях / Н. П. Ординарцева // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. – 2013. – Т. 78, № 3. – С. 72–76.
6. *Ординарцева, Н. П.* Градуировочные эксперименты при помощи метода гибридного регрессионного анализа / Н. П. Ординарцева // Измерительная техника. – 2013. – № 4. – С. 14–16.
7. *Ordinartseva, N. P.* Calibration experiments with hybrid regression analysis / N. P. Ordinartseva // Measurement Techniques. – N. Y. : Springer, 2013. – Vol. 56, iss. 4. – P. 372.
8. *Ординарцева, Н. П.* Метод гибридного моделирования в регрессионном анализе / Н. П. Ординарцева // Вопросы радиоэлектроники. – 2012. – № 1. – С. 136–143.
9. JCGM 100:2008 Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, GUM 1995 with minor corrections.
10. *Ефремова, Н. Ю.* Недостатки и причины пересмотра «Руководства по выражению неопределенности измерения» / Н. Ю. Ефремова // Неопределенность измерений: научные, законодательные, методические и прикладные аспекты (UM-2016) : сб. докл. XIII Междунар. науч.-техн. семинара. – Минск : БелГИМ, 2016. – С. 57–61.
11. *Данилов, А. А.* Об асимметрии функции плотности распределения вероятностей погрешности результатов измерений, полученных с помощью сложных измерительных каналов измерительных систем / А. А. Данилов, С. А. Шумарова // Измерительная техника. – 2012. – № 11.
12. *Бернштейн, С. Н.* Труды Всероссийского съезда математиков в Москве, 27 апреля – 4 мая 1927 г. – М. ; Л. : ГИЗ, 1928. – С. 50–63.
13. JCGM 102:2011 Supplement 2 to the «Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement» – Extension to any number of output quantities.
14. JCGM 100:201X (CD) Evaluation of measurement data – Guide to the Expression of Uncertainty Measurement.
15. JCGM 110:201X (CD) Evaluation of measurement data – Examples of uncertainty evaluation.

Ординарцева Наталья Павловна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-измерительной техники
и метрологии,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: np_ordinartseva@mail.ru

Ordinartseva Natalia Pavlovna

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

УДК 006.91

Ординарцева Н. П.

Планирование эксперимента на интервальных переменных как метрологически обоснованный инструмент решения задач измерений / Н. П. Ординарцева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 43–48. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-6.

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.618

DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-7

А. А. Одиноков, Е. С. Дементьева, Э. В. Карпукhin

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ SDN-СЕТЕЙ ДЛЯ LU-ФАКТОРИЗАЦИИ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ МАГНИТОСТРИКЦИОННЫХ УРОВНЕМЕРОВ

A. A. Odinokov, E. S. Dementeva, E. V. Karpukhin

USING SDN NETWORKS FOR LU-FACTORIZATION OF THE SYSTEM OF MAGNETIC FIELD EQUATIONS OF MAGNETOSTRICTIVE CONVERTERS OF LEVELS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Рассмотрена задача расчета магнитных полей магнитострикционных преобразователей (МП), в частности магнитострикционных преобразователей уровня численными методами с применением SDN-сетей. **Материалы и методы.** Подобные расчеты приводят к необходимости численного решения систем линейных алгебраических уравнений с большим числом неизвестных. При этом значительно упростить и повысить эффективность решения можно путем предварительной LU-факторизации матрицы коэффициентов системы. Существующие алгоритмы LU-факторизации обладают рядом недостатков и не могут быть эффективно использованы для расчета магнитных полей МП. **Результаты.** Описано применение модифицированного алгоритма LU-факторизации, рассчитанного на работу в SDN-сети, и показана его эффективность. **Выводы.** Предложенный алгоритм характеризуется простотой, универсальностью и может быть легко модифицирован для исследования других измерительных устройств, где передача информации осуществляется посредством параметров магнитного поля.

A b s t r a c t. Background. In this paper, we consider the problem of calculating the magnetic fields of magnetostrictive transducers (MPs), in particular magnetostrictive level converters, using numerical methods using SDN-networks. **Materials and methods.** Such calculations lead to the need for a numerical solution of systems of linear algebraic equations with a large number of unknowns. In this case, it is possible to significantly simplify and improve the efficiency of the solution by preliminary LU-factorization of the coefficient matrix of the system. The existing LU-factorization algorithms have a number of shortcomings and can not be effectively used to calculate the magnetic field of an MP. **Results.** The article describes the application of the modified LU-factorization algorithm, designed to work in the SDN-network and shows its effectiveness. **Conclusions.** The proposed algorithm is characterized by simplicity, versatility and can be easily modified for the study of other measuring devices, where information transfer is carried out by means of magnetic field parameters.

К л ю ч е в ы е с л о в а: магнитные поля, LU-факторизация, численные методы, SDN-сети.

Key words: numerical methods, LU-factorization, magnetic fields, SDN-networks.

Введение

Как известно [1–4], при расчете магнитных полей магнитострикционных приборов (МП), в том числе магнитострикционных преобразователей уровня, возникает задача численного решения систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с большим числом неизвестных.

Весьма существенным способом повышения эффективности всех численных методов решения СЛАУ является предобуславливание матрицы коэффициентов системы.

Одним из самых простых и распространенных способов предобуславливания является разложение матрицы на множители или LU-факторизация [3]. Однако в классическом варианте этот алгоритм плохо пригоден для работы с разреженными матрицами, коей является матрица коэффициентов системы уравнений магнитного поля МП. Поэтому для применения необходима его модификация, освобождающая метод от этого недостатка. Другим подходом к повышению эффективности является использование архитектуры SDN.

Концепция программно-определяемой (software defined) ИТ-инфраструктуры была сформулирована в конце прошлого десятилетия как логическое развитие технологий виртуализации. Ключевая идея – максимальное отделение логического слоя от физических устройств и автоматизация программирования сетевой логики. Если при традиционном подходе обычно используют множество разных устройств (коммутаторы, маршрутизаторы, межсетевые экраны и т.п.), каждое из которых нужно настраивать отдельно, то в случае SDN управление сетевой инфраструктурой сводится к централизованному созданию правил и шаблонов политик, определяющих логику обработки и передачи трафика для всей сети [5]. Применение этой концепции для реорганизации имеющейся вычислительной сети облегчает ее настройку и позволяет существенно повысить производительность, что делает возможным реализацию алгоритмов LU-факторизации на основе обычных ЭВМ средней мощности.

В настоящей работе рассмотрим модифицированный алгоритм LU-факторизации с применением метода вращения реализованного в вычислительной сети архитектуры SDN и оценим его эффективность.

Постановка задачи

В качестве исследуемой схемы для проведения моделирования и реализации алгоритма LU-факторизации выберем МП уровня, структурная схема которого показана на рис. 1, и рассмотрим ее горизонтальное сечение на высоте h_x [4].

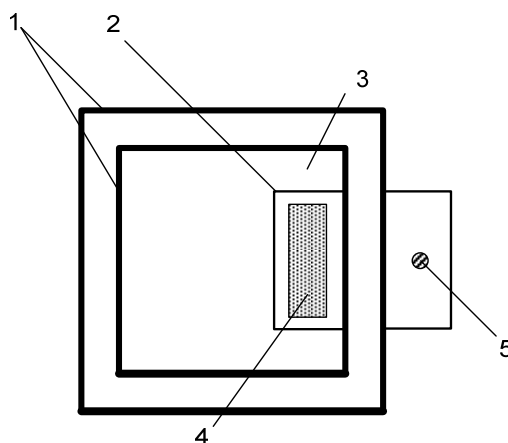


Рис. 1. Структурная схема МП:

1 – резервуар с немагнитной стенкой 4; 2 – поплавок с постоянным магнитом 3;
3 – контролируемая агрессивная среда; 5 – магнитострикционный звукопровод

В качестве материала немагнитной стенки резервуара 1 может использоваться любой материал с магнитной проницаемостью $\mu \approx 1$, например немагнитная сталь Н24Х2 или сплав К40НХМ, покрытый полимером для снижения коррозионного воздействия агрессивной среды 3.

Корпус поплавка 4 с постоянным магнитом М, как правило, изготавливается в форме параллелепипеда или цилиндра из тех же марок стали, что и резервуар 1. При моделировании будем считать габариты поплавка 4 следующими: длина – 0,075–0,127 м, ширина – 0,075–0,09 м, высота – 0,05–0,015 м. Постоянный магнит поплавка 4 можно выбрать изготовленным из литого сплава ЮНДК, так как современная промышленность выпускает магниты из этого сплава разнообразных форм и размеров. Это позволит по результатам моделирования подобрать реальный магнит нужного размера и формы с коэрцитивной силой $H_c = 40 - 200$ кА/м.

Ориентируясь на параметры известных материалов, рассчитанных на применение в МП, составим математическую модель магнитного поля постоянного магнита поплавка 4 уровнемера.

Известно [6–10], что функционирование такого МП происходит посредством взаимодействия магнитных полей, расчет которых сводится к решению СЛАУ численными методами.

Рассмотрим СЛАУ с основной матрицей коэффициентов А. В простейшем случае матрица А представляется в виде произведения

$$A = L_A U_A, \quad (1)$$

где L_A и U_A – некоторые нижне- и верхнетреугольные матрицы соответственно.

Однако, как известно [3], подобное разложение приводит к заполнению портрета, т.е. появлению в матрицах L_A и U_A значительного числа ненулевых элементов, что усложняет расчет и приводит к резкому увеличению объема памяти ЭВМ, требуемой для хранения матриц.

Сохранение разреженности сомножителей может быть достигнуто модификацией алгоритма факторизации. Существующие алгоритмы факторизации при решении СЛАУ магнитного поля большинства МП из-за особенностей последних зачастую оказываются малоэффективными и требуют модификации. Рассмотрим возможные пути реализации такого подхода в составе сети на базе архитектуры SDN.

Методы испытаний

Так, если искать разложение матрицы А в виде

$$A = LU + R, \quad (2)$$

тогда для нахождения матриц L и U можно использовать следующий подход. Предположим, что первые $(k-1)$ уже найдены и необходимо найти k -ю. С этой целью запишем в блочном виде первые k строк разложения (2) [2]:

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ a_{21}^T & a_{22}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} & 0 \\ l_{21}^T & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{11} & U_{12} \\ 0 & u_{22}^T \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} \\ r_{21}^T & r_{22}^T \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где l_{21} , u_{22} , r_{21} и r_{22} – некоторые векторы.

Выполняя умножение в правой части (3), получим

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ a_{21}^T & a_{22}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11}U_{11} + R_{11} & L_{11}U_{12} + R_{12} \\ l_{21}^T U_{11} + r_{21}^T & l_{21}^T U_{12} + u_{22}^T + r_{22}^T \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Из равенства матриц в (4) следует, что искомые векторы l_{21} и u_{22} должны определяться по формулам

$$l_{21}^T U_{11} + r_{21}^T = a_{21}^T; \quad (5)$$

$$u_{22}^T + r_{22}^T = a_{22}^T - l_{21}^T U_{12}. \quad (6)$$

Учитывая, что $l_{kk} = 1$, решив эти системы, определим коэффициенты k -х строк матриц разложения $l_{k1}, \dots, l_{k,k-1}, u_{kk}, \dots, u_{kn}$.

Теперь, полагая, что $l_{k1}, \dots, l_{k,j-1}$ уже найдены, рассчитаем из (5) значение l_{kj} . Это возможно, поскольку для коэффициентов нижнетреугольной матрицы L всегда выполняется $j < k$. Так как если $a_{kj} = 0$, то это означает, что и $l_{kj} = 0$, а в противном случае $r_{kj} = 0$, (5)

можно переписать в виде (с учетом того, что для $i > j$ все элементы верхнетреугольной матрицы U равны нулю):

$$\sum_{i=1}^j l_{ki} u_{ij} = \sum_{i=1}^{j-1} l_{ki} u_{ij} + l_{kj} u_{jj} = a_{kj}. \quad (7)$$

Тогда l_{kj} вычисляется следующим образом:

$$l_{kj} = \frac{1}{u_{jj}} \left(a_{kj} - \sum_{i=1}^{j-1} l_{ki} u_{ij} \right). \quad (7)$$

Аналогично, с учетом $l_{jj} = 1$ из (6) находим u_{kj} (при этом считаем, что для $i > k$ элементы нижнетреугольной матрицы L равны нулю):

$$u_{kj} = a_{kj} - \sum_{i=1}^{k-1} l_{ki} u_{ij}. \quad (8)$$

Равенство (8) справедливо для тех случаев, когда $a_{kj} \neq 0$, иначе это влечет сразу $u_{kj} = 0$.

На основании полученных выражений (7), (8) можно предложить следующий модифицированный алгоритм LU-факторизации (рис. 2).

```

Для  $k = \overline{1, n}$ 
  Для  $j = \overline{1, k-1}$ 
    Если  $(k, j) \notin P_A$ 
      то  $l_{kj} := 0$ 
    иначе  $l_{kj} := \frac{1}{u_{jj}} \left( a_{kj} - \sum_{i=1}^{j-1} l_{ki} u_{ij} \right)$ 
  увеличить  $j$ 
   $l_{kk} := 1$ 
  Для  $j = \overline{k, n}$ 
    Если  $(k, j) \notin P_A$ 
      то  $u_{kj} := 0$ 
    иначе  $u_{kj} := a_{kj} - \sum_{i=1}^{k-1} l_{ki} u_{ij}$ 
  увеличить  $j$ 
увеличить  $k$ 

```

Рис. 2. Модифицированный алгоритм LU-факторизации

В результате работы этого алгоритма над исходной матрицей A коэффициентов системы уравнений МП будет получена матрица LU, удовлетворяющая всем требованиям, предъявляемым к матрице предобусловливателя. Действительно, полученная матрица будет близка к исходной A , так как точно воспроизводит ее на множестве индексов P_A , является легко вычислимой по алгоритму на рис. 2 и легко обратимой в силу того, что является произведением двух треугольных матриц [1].

Таким образом, использование предобусловливания в соответствии с алгоритмом на рис. 2 совместно с модифицированным методом Рундсона, описанном например в [2], позволит существенно повысить эффективность расчета магнитного поля МП за счет снижения числа итераций и повышения точности результата. Оценим эффективность методики предобусловливания путем подсчета числа итераций, необходимых для достижения заданной точности ε . Для этого решим задачу на ЭВМ модифицированным методом Рундсона с выполнением предобусловливания и без него. Выполнение всех вычислительных алгоритмов будет осуществляться на ЭВМ, объединенных в SDN-сеть, что обеспечит их реализацию с наименьшими временными затратами.

Результаты вычислительного эксперимента и их обсуждение

В ходе вычислительного эксперимента расчета магнитных полей исследуемого МП были получены их основные характеристики. Так, зависимость магнитного потока в рабочем зазоре от ширины немагнитной стенки S резервуара при использовании различных материалов постоянного магнита изображена на рис. 3.

Анализ результатов моделирования (рис. 3–6) показывает незначительное (менее 0,2 мВб) изменение магнитного потока Φ_p при увеличении ширины S немагнитной стенки резервуара на 0,1 м. В то же время эквивалентное магнитное сопротивление r магнитной цепи МП при том же увеличении ширины S немагнитной стенки составляет ~ 30 А/Вб.

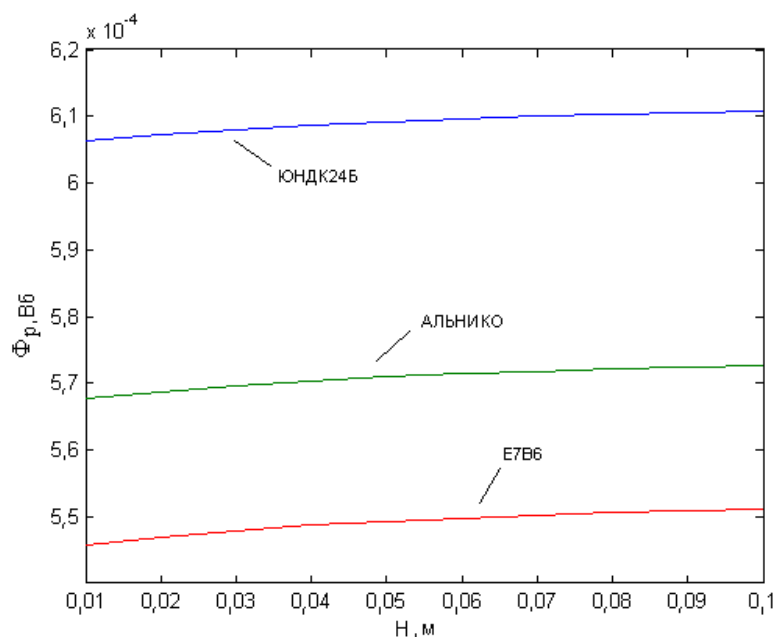


Рис. 3. Зависимость магнитного потока от ширины немагнитной стенки резервуара

Исследование результирующего магнитного поля МП при различной ширине рабочего зазора a , зависимости напряженности которого показаны на рис. 4, позволяет оценить эффективность работы преобразователя в целом.

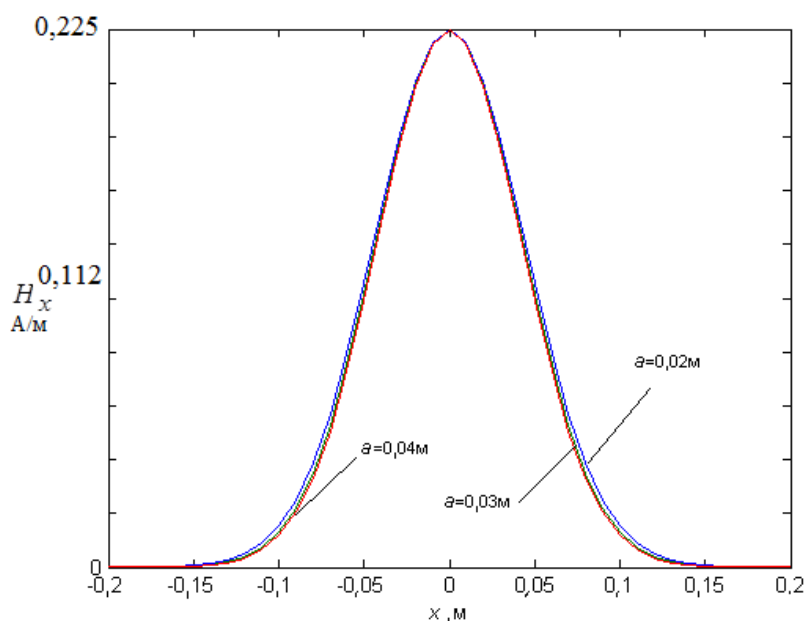


Рис. 4. Зависимость напряженности магнитного поля МП от координаты

Сопоставление полученных данных с результатами моделирования магнитного поля МП в системе ELCUT (рис. 5) позволяет также сделать вывод об адекватности полученных результатов.

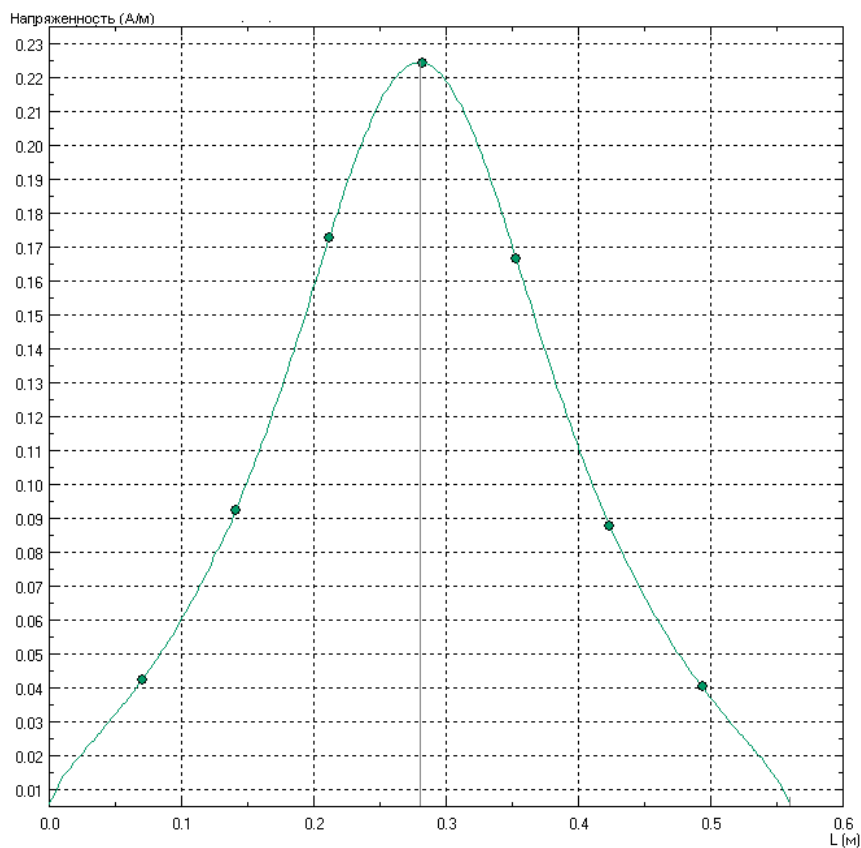


Рис. 5. Моделирование магнитного поля МП в системе ELCUT

Результаты моделирования магнитного поля МП в зависимости от ширины немагнитной стенки изображены на рис. 6.

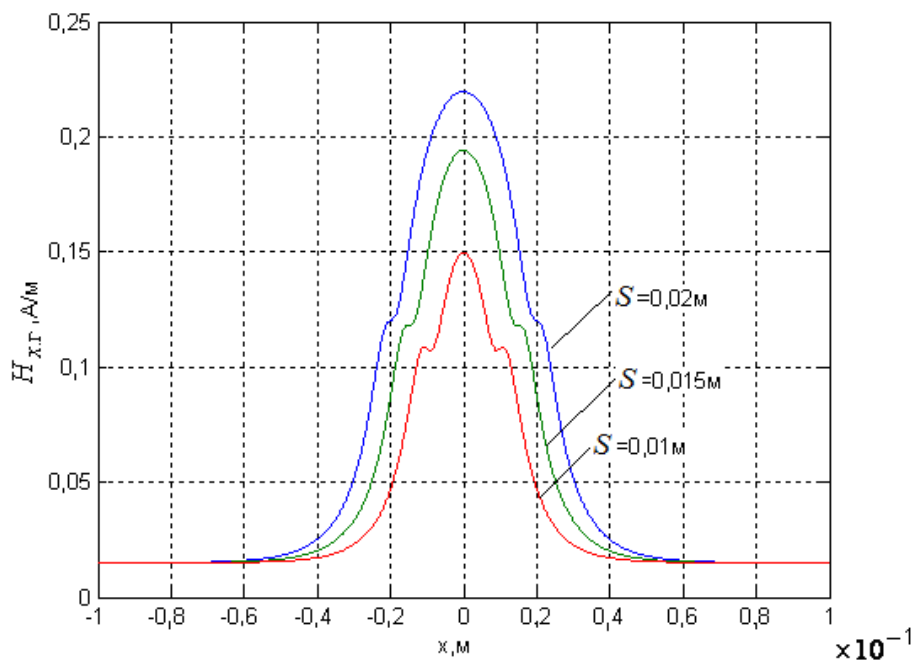


Рис. 6. Исследование влияния ширины немагнитной стенки S на напряженность магнитного поля МП

Анализ этих данных показывает, что для уверенного считывания информации электроакустическим преобразователем МП достаточно выбрать немагнитную стенку шириной $S > 0,01$ м. При этом сигналы на информационном выходе МП будут иметь вид, показанный на рис. 7.

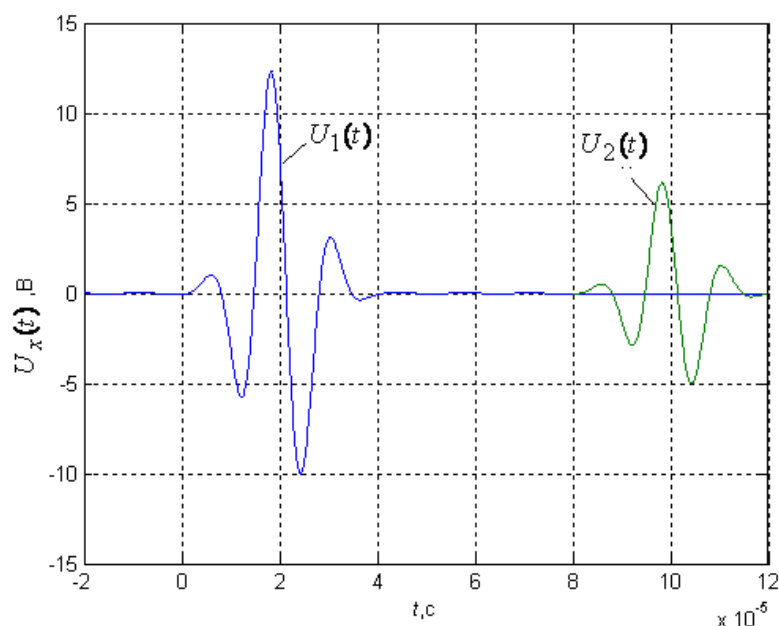


Рис. 7. Выходные сигналы МП

Подсчитаем число итераций n в зависимости от заданной точности ε , полученные в ходе вычислительного эксперимента. В графической форме эти зависимости приведены на рис. 8.

Как видно, число итераций n при использовании предобусловливания (график 2) не значительно отличается от теоретического (график 3), определяемого выражением (8). При решении задачи без предобусловливания (график 1) число итераций значительно возрастает.

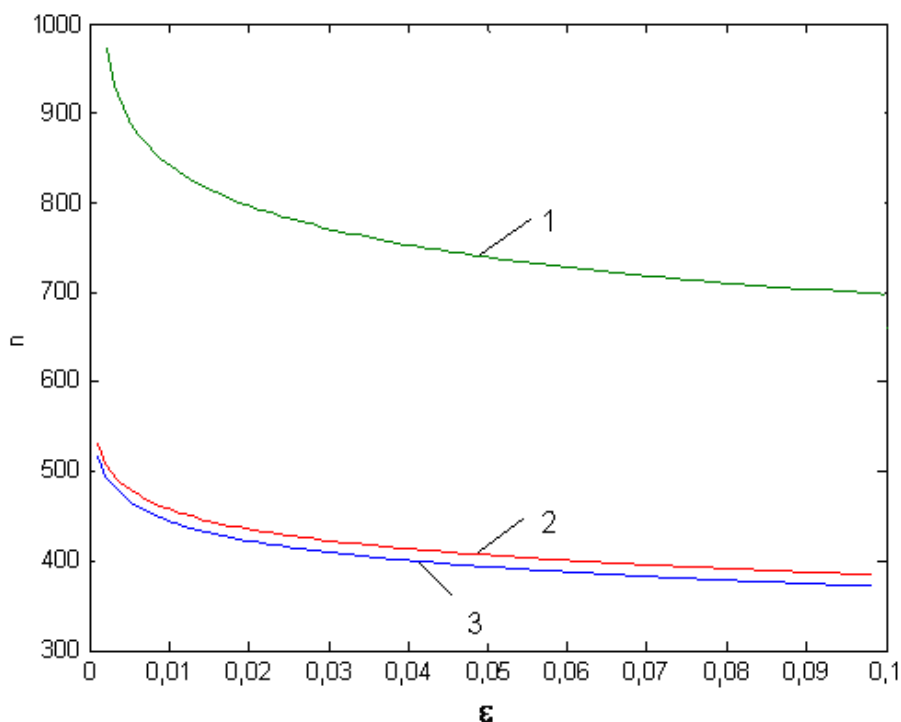


Рис. 8. Оценка эффективности использования предобусловливания

Таким образом, применение модифицированного метода Ричардсона совместно с алгоритмом на рис. 2 существенно сокращает число итераций и время решения, что повышает эффективность расчета магнитного поля МП.

Помимо этого, анализ литературы [3, 9–12], в которой описывается решение аналогичных задач, позволяет выявить иные, дополнительные пути повышения эффективности расчета магнитных полей МП.

Например, известно, что количество итераций, необходимых для решения СЛАУ магнитного поля МП, сильно зависит от того, насколько близко к истинным были выбраны начальные значения неизвестных. Если задать хорошее начальное приближение, то число итераций при решении может быть сокращено в несколько раз. Отсюда следует еще один способ повышения эффективности итерационных методов, который заключается в выборе более точного начального приближения. Обычно такой выбор осуществляют с использованием различных систем моделирования магнитных полей, таких как ELCUT, Littlemag, ANSYS и др [5].

Ближкие к истинным начальные значения потенциалов узлов можно получить достаточно просто, если сначала выполнить расчет не на требуемой сетке, а на другой, содержащей меньшее число узлов. В дальнейшем полученные данные с помощью известных интерполяционных формул достаточно просто перенести на другую, более мелкую сетку [2, 5].

Заключение

Таким образом, выполнение LU-факторизации с помощью модифицированного алгоритма для реализации в SDN-сети позволит существенно облегчить задачу расчета магнитных полей МП и в то же время повысить скорость сходимости и точность решения.

Библиографический список

1. Дуравкин, Е. В. Архитектура SDN. Анализ основных проблем на пути развития / Е. В. Дуравкин, Е. Б. Ткачева, Иссам Саад // Системы обработки информации. – 2015. – № 3. – С. 92–98.
2. Карпухин, Э. В. Исследование байпасной измерительной системы с магнитоотрицательным уровнем методом математического моделирования / Д. А. Мокроусов, Э. В. Карпухин, С. Б. Демин, Е. С. Демин // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 4. – URL: www.science-education.ru/
3. Карпухин, Э. В. Применение метода вращения для повышения эффективности расчета магнитных полей накладных магнитоотрицательных уровней / Э. В. Карпухин, Е. С. Дементьева, С. В. Селиванов // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2016. – № 2. – С. 171–177.
4. Карпухин, Э. В. Математическое моделирование магнитных полей накладных магнитоотрицательных уровней : монография / Э. В. Карпухин, С. Б. Демин. – Пенза : ПензГТУ, 2014. – 116 с.
5. Демирчян, К. С. Машинные расчеты электромагнитных полей / К. С. Демирчян, В. Л. Чечурин. – М. : Высш. шк., 1986. – 240 с.
6. Кухлинг, Х. Справочник по физике : пер. с нем. / под ред. Е. М. Лейкина. – М. : Мир, 1983. – 520 с.
7. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.
8. Манжиров, А. В. Методы решения интегральных уравнений : справочник / А. В. Манжиров, А. Д. Полянин. – М. : Факториал, 1999. – 272 с.
9. Мокроусов, Д. А. К вопросу повышения точности моделирования магнитных полей магнитоотрицательных уровней накладного типа со сложной геометрией акустического тракта / Д. А. Мокроусов, Е. С. Демин, Э. В. Карпухин, С. Б. Демин // Aktuální vymoženosti vědy. – 2014 : materiály X mezinárodní vědecko-praktická konference. – Чехия, Прага, 2014. – С. 17–21.
10. Мокроусов, Д. А. Комплекс программ для расчета параметров магнитоотрицательных преобразователей уровня накладного типа со сложной геометрией акустического тракта / Д. А. Мокроусов, Э. В. Карпухин, С. Б. Демин, В. С. Дятков // Современные проблемы науки и образования. Технические науки. – 2014. – № 3. – <https://www.science-education.ru/>
11. Мокроусов, Д. А. Повышение эффективности численных методов моделирования магнитоотрицательных уровней накладного типа со сложной геометрией акустического

- го тракта / Д. А. Мокроусов, Е. С. Демин, Э. В. Карпухин, С. Б. Демин // Aktuální vymoženosti vědy – 2014 : materiály X mezinárodní vědecko-praktická konference. – Чехия, Прага, 2014. – С. 13–16.
12. Мокроусов, Д. А. Применение численных методов для расчета магнитных полей в магнитострикционных уровнемерах / Д. А. Мокроусов, Э. В. Карпухин, В. С. Дятков, С. Б. Демин // Вестник Ижевского государственного технического университета. – 2013. – № 3. – С. 102–104.

Одинокое Александр Александрович

инженер,
АО «НПП Рубин»
(Россия, г. Пенза, ул. Байдукова, 2)
E-mail: odin1122@yandex.ru

Odinokov Alexandr Alexandrovich

engineer,
JSC «NPP Rubin»
(2 Baydukova street, Penza, Russia)

Дементьева Елена Сергеевна

кандидат педагогических наук,
заведующий кафедрой физики,
Пензенский государственный
технологический университет
(Россия, г. Пенза, пр. Байдукова /
ул. Гагарина, 1а/11)
E-mail: demeles2013@yandex.ru

Dementeva Elena Sergeevna

candidate of pedagogical sciences,
head of sub-department of physics,
Penza State Technological University
(1a/11 Baydukova avenue/Gagarin street,
Penza, Russia)

Карпухин Эдуард Владимирович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра физики,
Пензенский государственный
технологический университет
(Россия, г. Пенза, пр. Байдукова /
ул. Гагарина, 1а/11)
E-mail: edvar1@rambler.ru

Karpukhin Eduard Vladimirovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of physics,
Penza State Technological University
(1a/11 Baydukova avenue/Gagarin street,
Penza, Russia)

УДК 621.618

Одинокое, А. А.

Использование SDN-сетей для LU-факторизации системы уравнений магнитных полей магнитострикционных уровнемеров / А. А. Одинокое, Е. С. Дементьева, Э. В. Карпухин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 49–57. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-7.

В. Н. Новиков, Н. С. Ульянин, Б. В. Цыпин

МОДЕЛЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

V. N. Novikov, N. S. Ulyanin, B. V. Tsypin

MODEL OF STABILIZATION OF EDDY CURRENT DISPLACEMENT SENSORS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Целью работы является разработка модели стабилизации вихретоковых датчиков перемещения в составе схемы электрической принципиальной генератора частоты за счет автоматической регулировки параметров устройства. **Материалы и методы.** Схемотехнические решения отработаны в симуляторе PSpice (MicroCAP). На основе полученных экспериментальных данных разработана модель стабилизации параметров вихретоковых датчиков перемещения с помощью обратной связи в цепи генератора и автоматической регулировки параметров схемы в зависимости от режимов работы устройства. **Результаты.** Рассмотрены канонические схемы генераторов частоты применительно к вихретоковым датчикам перемещения. Определены границы надежного запуска и работы генераторов частоты. Разработана модель генератора частоты на основе дифференциальной схемы усилителя. **Выводы.** Рассмотрены вопросы повышения стабильности частоты генератора при прочих равных условиях, вопросы повышения устойчивости запуска генераторов в режиме автоколебаний, регулирование параметров работы в условиях внешних воздействующих факторов. Проведено моделирование ключевых моментов работы схемы.

A b s t r a c t. Background. The aim of the work is to develop a model of stabilization of eddy current displacement sensors as part of the circuit of the electric fundamental frequency generator by automatically adjusting the parameters of the device. **Materials and methods.** Circuit solutions are worked out in the simulator PSpice (MicroCAP). On the basis of the experimental data obtained, a model for stabilizing the parameters of eddy current displacement sensors by means of feedback in the generator circuit and automatic adjustment of the circuit parameters depending on the operating modes of the device is developed. **Results.** Canonical schemes of frequency generators in relation to eddy current displacement sensors are considered. Limits of reliable start and operation of frequency generators are defined. A model of the frequency generator based on the differential circuit of the amplifier is developed. **Summary.** Considered to improve frequency stability of the generator, ceteris paribus, improving the stability of running of generators in self-oscillation mode, adjustment of parameters of work in terms of external influencing factors. The modeling of the key points of the scheme is carried out.

К л ю ч е в ы е с л о в а: вихретоковый датчик, перемещение, автогенератор, устойчивость запуска, стабильность, автоматическая регулировка.

Key words: eddy current sensor, a displacement oscillator, the stability of the launch, stability and automatic adjustment.

Введение

Несмотря на значительные результаты, достигнутые в области построения вихретоковых датчиков перемещения [1], дальнейшее улучшение их характеристик традиционными ме-

тодами с использованием известных конструктивных решений, материалов и технологий ограничен [2]. Необходим поиск новых элегантных решений.

Преимущества цифровой формы сигнала и передачи информации определяют целенаправленную реализацию цифровых решений [3]. Современное развитие цифровой техники позволяет предположить, что физические величины или их изменение будут преобразовываться непосредственно в цифровой код, что упрощает конструкцию преобразователя по сравнению с аналоговыми решениями [4]. Такая цифровая концепция предполагает поиск новых технических решений, позволяющих не только повысить точность преобразования физических величин, но и получить на выходе цифровой сигнал.

К одной из форм цифрового сигнала можно отнести переменные сигналы различной частоты, где учитывается не уровень сигнала, а его частота или период. Согласно исследованиям [5] частотная модуляция позволяет получить большее число четко различимых градаций измеряемого процесса, чем в измерениях уровня сигнала при амплитудной модуляции [6].

Наличие высокоточных мер времени является существенным преимуществом при измерениях частоты и периода сигнала в сравнении со сложностью реализации прецизионных источников опорного напряжения и относительными измерениями уровня сигнала средствами аналого-цифровых преобразователей.

Основная часть

Вид модуляции переменного сигнала определяется принципом измеряемого процесса. В вихретоковых датчиках перемещения измеряемая величина по физической сущности является переменной индуктивностью. Логично использовать изменение индуктивности колебательного контура для частотной модуляции сигнала.

Вихретоковые датчики перемещения работают на изменении индуктивности при изменении зазора между катушкой и ответной проводящей мишенью. На рис. 1 приведена зависимость индуктивности от перемещения, данные получены в результате измерений.

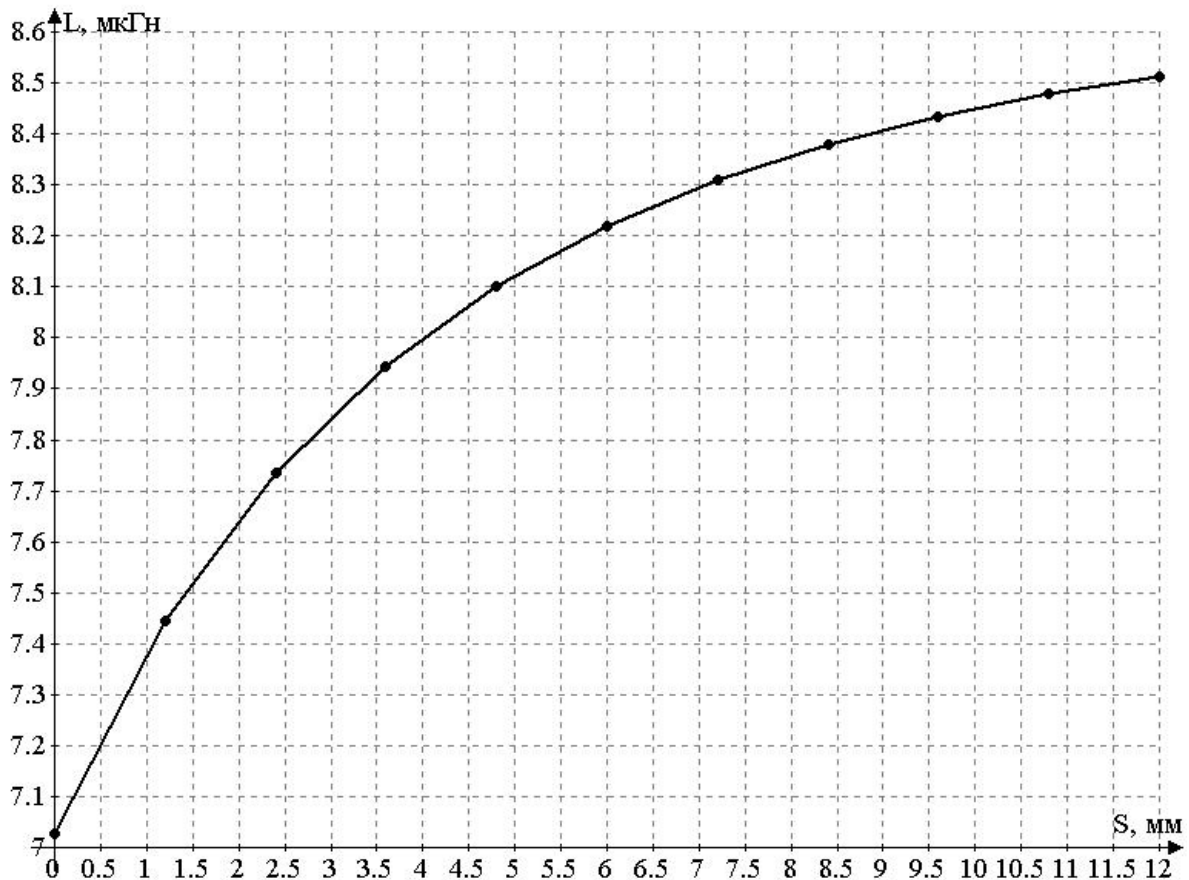


Рис. 1. Зависимость индуктивности L от перемещения S

Основным элементом для преобразования изменения индуктивности в частоту является генератор. Генератор преобразовывает энергию источников питания в энергию электромагнитных колебаний.

Основными элементами генератора являются: электронный модулятор тока (транзистор), колебательная система (колебательный контур), источник энергии.

Автоколебательные системы способны совершать колебания, амплитуда которых в течение долгого времени остается неизменной. Признаком автогенераторов является наличие положительной обратной связи выходного сигнала с входными цепями. Часть выходной высокочастотной энергии поступает на входные цепи, создавая условия для незатухающих колебаний. Для правильного построения схем автогенераторов необходимо выполнение условий возникновения колебаний [7].

Для самовозбуждения генератора нужно выполнить два условия:

- 1) условие фаз – подача энергии с соответствующей фазой;
- 2) условие амплитуд – доставка необходимой и достаточной порции энергии в LC-контур для компенсации потерь и осуществления незатухающих колебаний.

В генераторе по схеме с обратной связью (см. рис. 1) выполнение условия фаз осуществляется правильным включением выводов катушек L_1 , L_2 ; для выполнения условия амплитуд нужно сближать катушки L_1 и L_2 или изменять число витков катушки обратной связи L_2 .

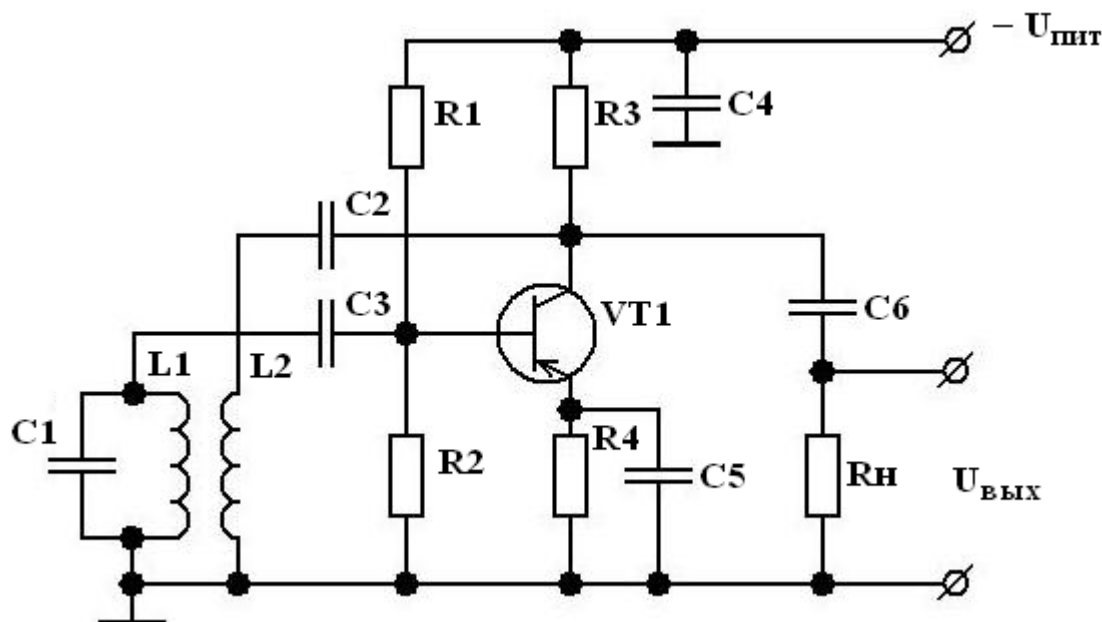


Рис. 1. Схема генератора с обратной связью

Схема генератора (см. рис. 1) называется схемой с трансформаторной обратной связью. Есть два варианта такой схемы:

- 1) контур включается в базовую, а катушка обратной связи – в коллекторную цепь;
- 2) в коллекторной цепи находится контур, выполняющий здесь роль нагрузки, а катушка обратной связи включена во входную цепь.

При включении питания или из-за тепловых шумов в контуре возбуждаются колебания, которые благодаря обратной связи оказываются незатухающими.

В некоторых генераторах отдельная катушка обратной связи не требуется, сигнал обратной связи поступает с части колебательного контура. Это так называемые **трехточечные схемы**, в которых транзистор подключен к контуру тремя точками – эмиттером, базой и коллектором.

В зависимости от того, откуда берут напряжение обратной связи – с катушки или конденсатора – различают трехточечные схемы с индуктивной (рис. 2) или с емкостной обратной связью (рис. 3).

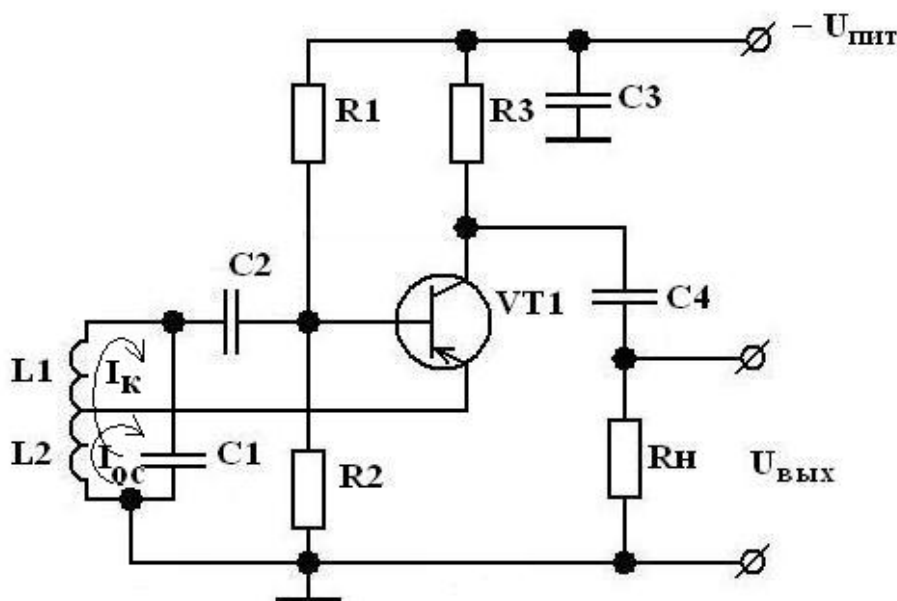


Рис. 2. Индуктивная трехточечная схема

В обеих этих схемах условие фаз выполняется в том случае, если эмиттер подключен к средней части контура, а коллектор и база – к его краям. Выполнение условия амплитуд связано с тем, какая доля контурной емкости или индуктивности подключена к участку «база – эмиттер».

В трехточечной схеме с индуктивной связью с выхода транзистора на его вход подается тем большая часть энергии, чем большая часть контурной катушки L_K включена между базой и эмиттером. Это значит, что, перемещая точку подключения эмиттера вниз по схеме, мы усиливаем обратную связь. При этом одновременно уменьшается коллекторная нагрузка: нагрузкой в этой схеме оказывается не весь контур, а только та часть его L_2 , которая включена между коллектором и эмиттером (верхний по схеме вывод L_2 подключен к эмиттеру, нижний – к коллектору через конденсатор фильтра C_3 (см. рис. 2)).

В емкостной трехточечной схеме (рис. 3) напряжение обратной связи снимается с делителя, который образован конденсаторами C_1 и C_2 . Здесь обратная связь тем сильнее, чем больше емкостное сопротивление конденсатора C_1 , а коллекторная нагрузка тем больше, чем больше емкостное сопротивление конденсатора C_2 .

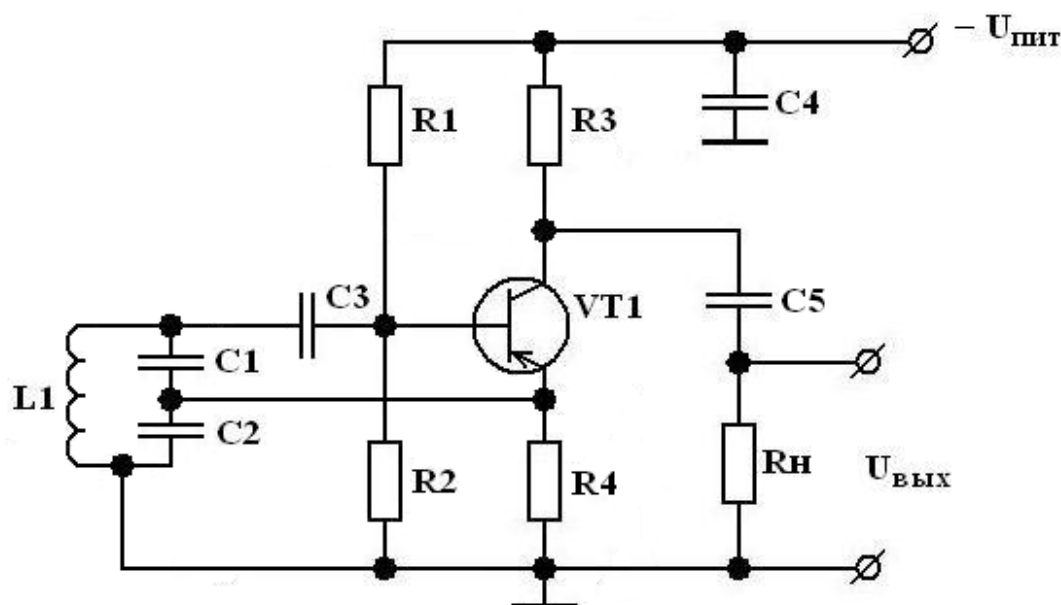


Рис. 3. Емкостная трехточечная схема

Емкостное сопротивление конденсатора обратно пропорционально его емкости, а поэтому с увеличением емкости $C1$ обратная связь ослабляется, а с увеличением емкости $C2$ сопротивление коллекторной нагрузки становится меньше. Все осложняется тем, что оба конденсатора определяют общую емкость контура $C_k = (C1C2)/(C1 + C2)$, а значит, и частоту электрических колебаний в нем. В схеме появляется еще одна деталь – резистор $R4$. Без него генератор вообще не работает – эмиттер отрезан от коллектора конденсаторами, и постоянная составляющая коллекторного тока может замкнуться только через $R4$. Подключить эмиттер к земле нельзя – окажется замкнутым накоротко конденсатор $C2$.

У трехточечной схемы с емкостной обратной связью есть некоторое преимущество по сравнению с другими схемами. Если изменять частоту генератора, заменяя контурные катушки, то в этой схеме достаточно производить переключение только одного провода (верхний конец катушки), в то время как в других схемах нужно одновременно производить два переключения (например, переключать верхний конец катушки и отвод обратной связи в схеме (см. рис. 2). Трехточечные схемы генераторов являются каноническими схемами. Любой генератор может быть представлен в виде емкостной или индуктивной трехточечной схемы.

Высокая стабильность частоты при прочих равных условиях – одно из основных требований, предъявляемых к автогенераторам вихретоковых датчиков. Существенный недостаток приведенных выше схем состоит в том, что единственный контур, параметры которого в первую очередь определяют частоту генерируемых колебаний, связан с нагрузкой. Во всех случаях связь с нагрузкой уменьшает добротность контура, а следовательно, ухудшает стабильность частоты. Приближение катушки индуктивности вихретокового датчика к проводящей мишени также снижает добротность колебательного контура. При снижении добротности ниже критической точки в результате уменьшения расстояния от катушки до проводящей мишени может наблюдаться срыв генерации частоты. Для вихретоковых датчиков перемещения стабильность частоты генератора является основным условием повышения показателей стабильности выходного сигнала и точности измерений.

Дифференциальный усилитель является одним из базовых узлов современной схемотехники. Такой усилитель может быть построен на биполярных или полевых транзисторах (рис. 4) и может быть использован для построения генератора гармонических колебаний.

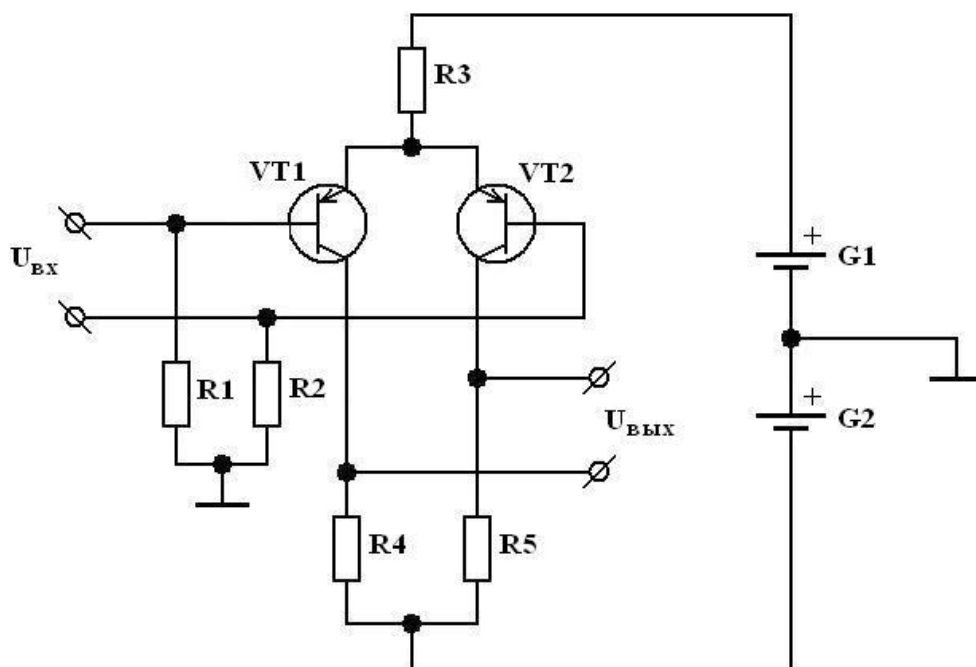


Рис. 4. Дифференциальный усилитель

Если на вход дифференциального усилителя подключить колебательный контур и выходной сигнал подать на вход в нужной фазе, то мы получим генератор гармонических колебаний с частотой колебательного контура.

На рис. 5 представлена схема генератора, собранного на дифференциальном усилителе. Целью создания любого генератора является стабильность его работы в широком диапазоне внешних воздействующих факторов. Добиться хороших результатов в этом направлении можно автоматической регулировкой параметров. Прежде чем осуществлять автоматическую регулировку, необходимо определить границы регулирования. Можно заметить следующую картину. В момент запуска в колебательной цепи автогенератора возникают свободные колебания, обусловленные включением источников питания, замыканием цепей, электрическими флуктуациями и т.д. Благодаря обратной связи эти первоначальные колебания усиливаются, причем на первом этапе, пока амплитуды малы, усиление является практически линейным и цепь можно рассматривать как линейную [8]. Энергетически процесс нарастания амплитуд объясняется тем, что за один период колебания усилитель передает в нагрузку энергию больше той, которая расходуется за это же время. С ростом амплитуд начинает проявляться нелинейность устройства (кривизна вольтамперной характеристики усилительного элемента) и усиление уменьшается. Нарастание амплитуд прекращается, когда усиление уменьшается до уровня, при котором только компенсируется затухание колебаний в нагрузке, при этом энергия, отдаваемая усилителем за один период, оказывается равной энергии, расходуемой за это же время в нагрузке. Таким образом, на последнем этапе установления колебаний основную роль играет нелинейность цепи, без учета которой нельзя определить параметры стационарного режима автогенератора.

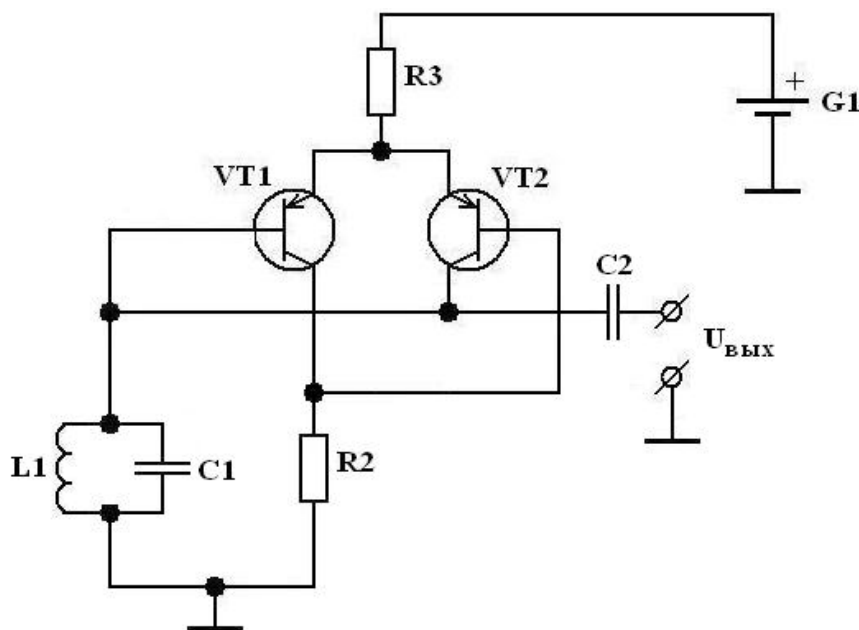


Рис. 5. Генератор на дифференциальном усилителе

Рассмотрим механизм возникновения и нарастания колебания в схеме генератора, представленной на рис. 5. В качестве экспериментальной базы используем модель схемы в симуляторе PSpice (MicroCAP). Допустим, что запуск автогенератора осуществляется включением в момент $t = 0$ постоянного напряжения $U_{Г1}$. Бросок коллекторного тока I_k транзисторов возбуждает в контуре L_1 , C_1 свободное колебание, параметры которого определяются параметрами контура, транзистора и обратной связи. На начальном этапе запуска, пока амплитуда колебания мала, представленную на рис. 5 цепь можно рассматривать как линейную. Для самовозбуждения автогенератора необходимо выполнение условия

$$K_{OC} > (1/K_y), \quad (1)$$

где K_{OC} – коэффициент обратной связи автогенератора; K_y – коэффициент усиления каскада.

Стационарный режим автоколебаний наступает, когда неравенство (1) обращается в равенство. Неравенство $K_{OC} > 1/K_y$ можно рассматривать как условие самовозбуждения автоге-

нератора любого типа. Однако механизм ограничения амплитуды колебания зависит от особенностей усилительного прибора и уровня напряжения питания.

Регулирующим параметром генератора может быть уровень его напряжения питания. Для определения параметров регулировочной характеристики будем плавно изменять напряжение питания каскада в модели.

При увеличении напряжения питания на дифференциальном каскаде генератор запускается. Результаты моделирования в PSpice (MicroCAP) плавного увеличения напряжения питания показали резкое возбуждение генератора. Затем плавное уменьшение напряжения питания приводит к плавному, по сравнению с запуском, затуханию колебаний (рис. 6).

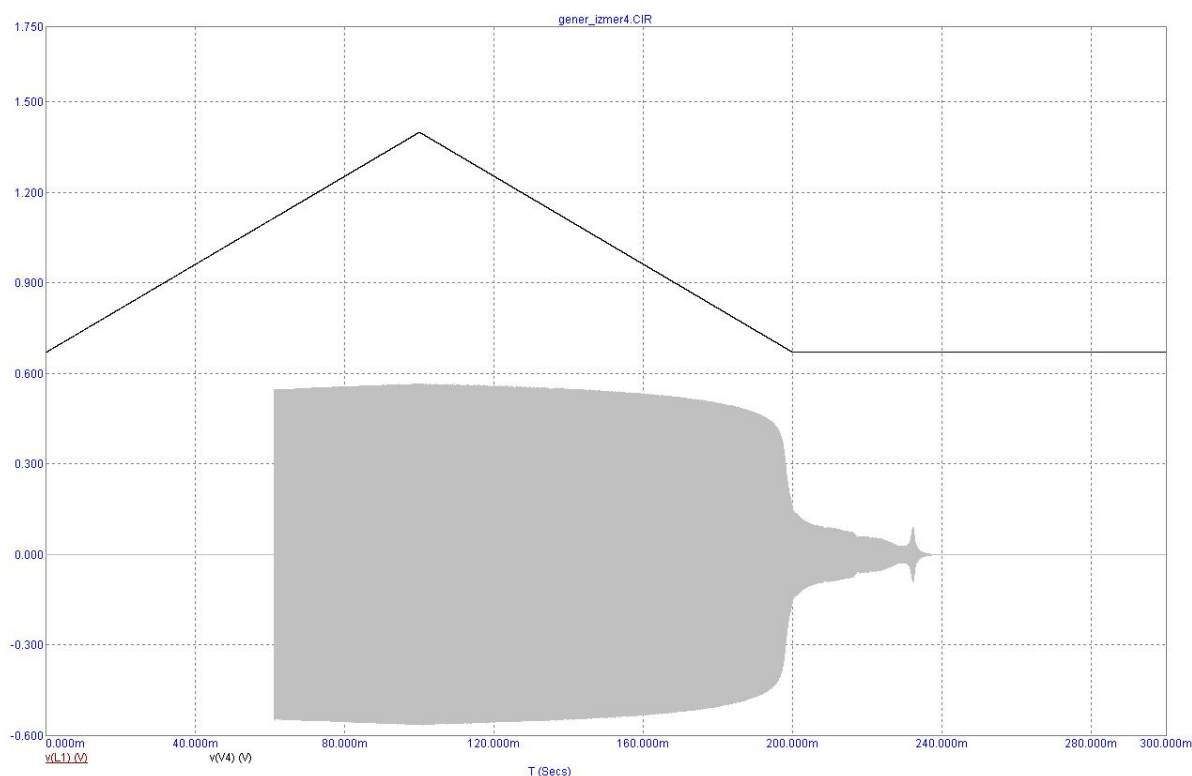


Рис. 6. Резкое возбуждение и плавное затухание колебаний

Симулятор и модель позволяют удерживать напряжение питания каскада выше точки возбуждения. Это позволяет обеспечить уверенный запуск колебаний генератора по схеме рис. 5. На выходе генератора при таком питании мы получим искаженный, несинусоидальный выходной сигнал, так как усилитель работает в режиме насыщения транзистора на его нелинейном участке (рис. 7).

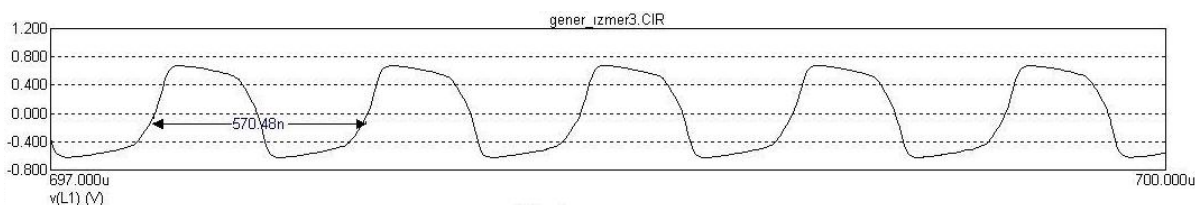


Рис. 7. Искаженный несинусоидальный выходной сигнал

Анализ сигнала показал несоответствие частоты колебаний генератора резонансной частоте колебательного контура. Контур настроен на частоту 2,4 МГц, а генератор заработал на частоте 1,7МГц. Неравенство частоты колебаний генератора и расчетного значения колебательного контура может быть связано с дополнительными эффектами, возникающими с изменением параметров емкости и индуктивности транзисторов в результате насыщения последних при работе на нелинейном участке усиления. Во время снижения напряжения питания

затухающий сигнал стал синусоидальным и его частота приблизилась к частоте колебательно-го контура (рис. 8).

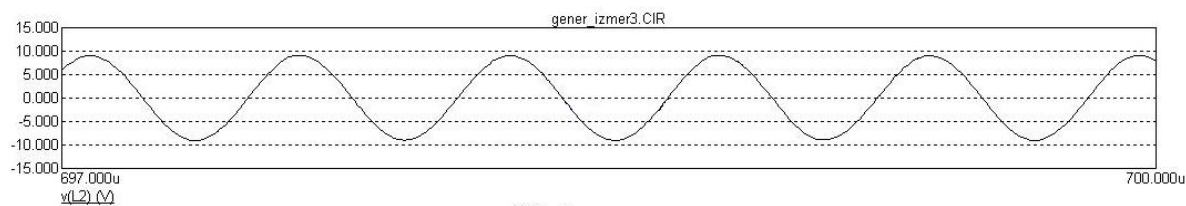


Рис. 8. Синусоидальный выходной сигнал с частотой контура

Следующий этап моделирования предполагает запуск генератора и переход на линейный участок усиления транзистора. В этом случае наблюдается синусоидальный сигнал с частотой, равной резонансной частоте колебательного контура.

Исследования в PSpice (MicroCAP) показали, что запуск генератора происходит при напряжении питания, превышающем напряжение, необходимое для работы на линейном участке усиления (рис. 9).

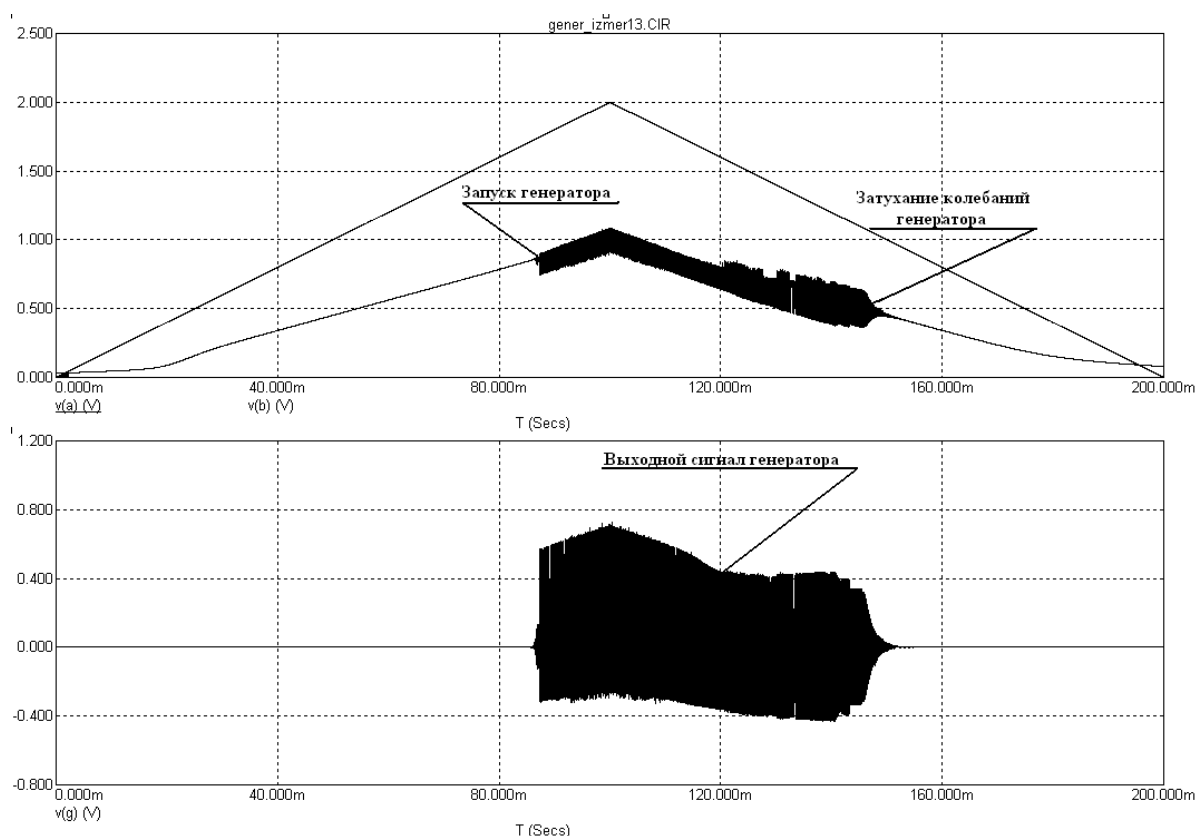


Рис. 9. Запуск и затухание колебаний от напряжения питания

Необходимо определить напряжение устойчивой генерации сигнала на линейном участке усиления. Это напряжение необходимо устанавливать после запуска генератора и выхода на устойчивый режим работы.

При подборе напряжения питания для работы схемы на линейном участке усиления в процессе моделирования выяснилось, что сигнал генератора либо затухает (рис. 10), либо возрастает (рис. 11), и невозможно подобрать фиксированное напряжение питания. Точка равновесия затухания или возрастания сигнала в стационарном режиме смещается при изменении внешних факторов.

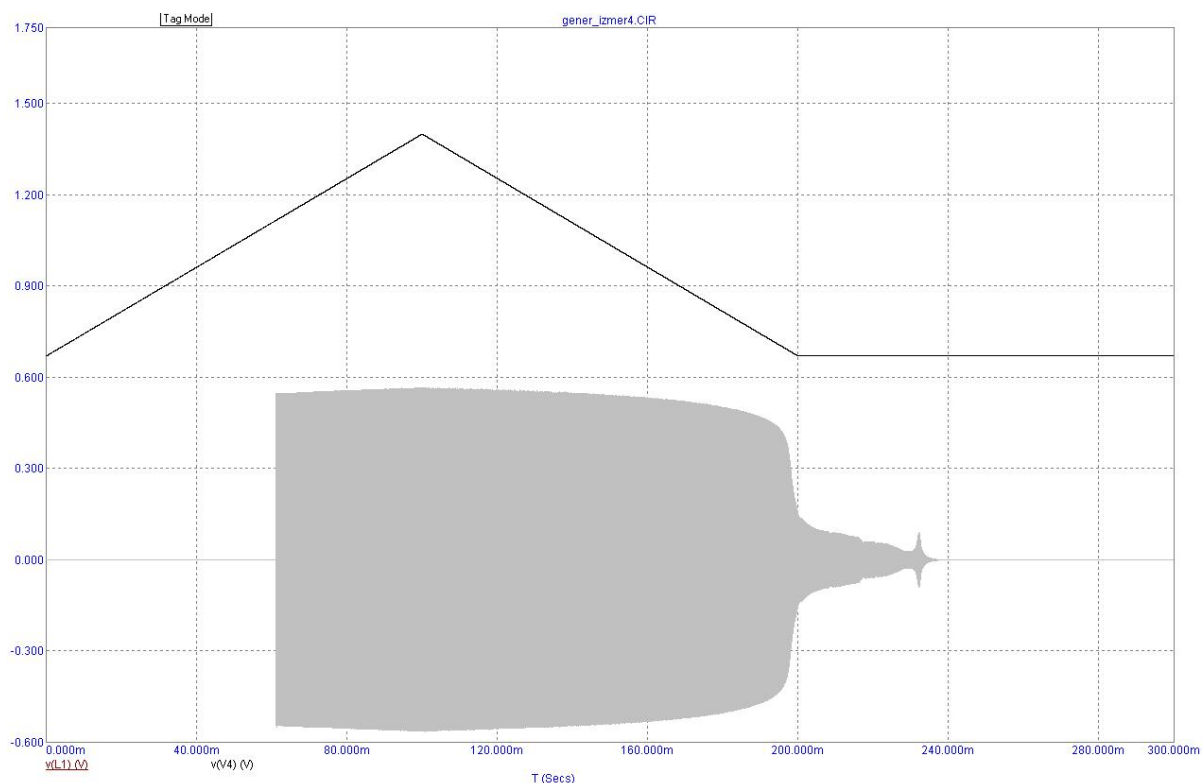


Рис. 10. Затухание сигнала после установки фиксированного напряжения питания

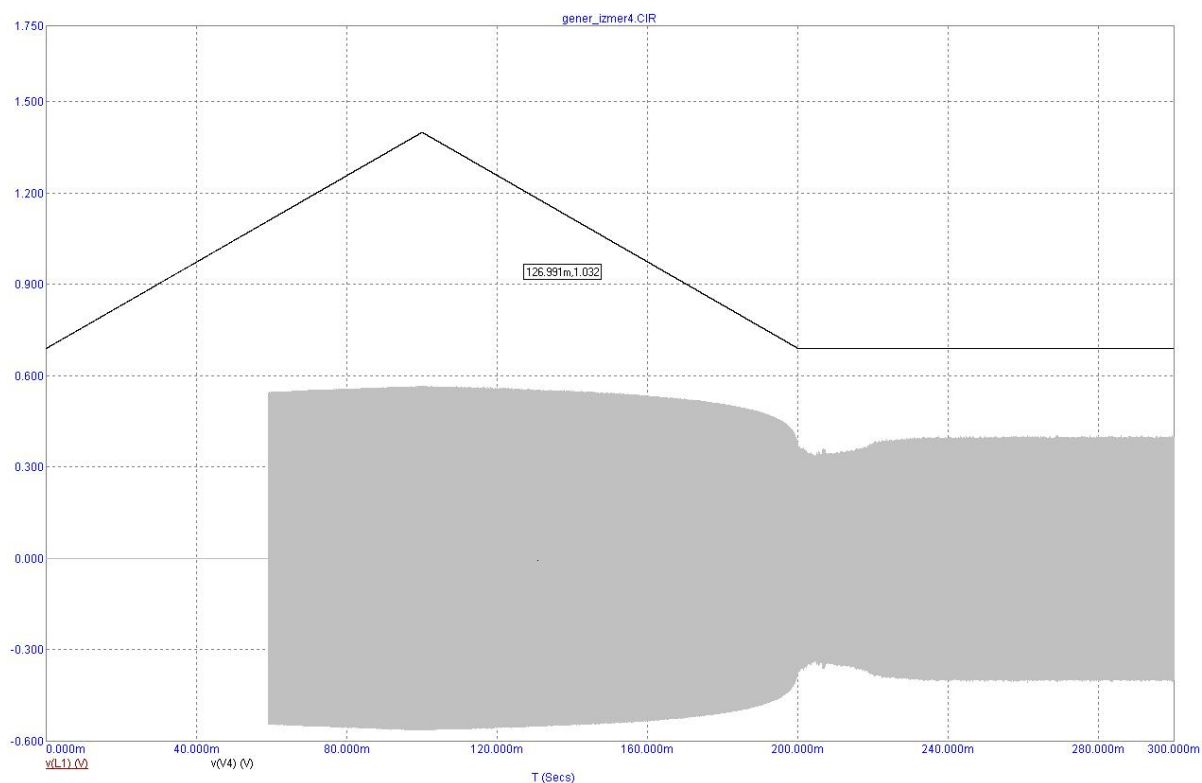


Рис. 11. Возрастание сигнала при фиксированном напряжении

Необходима система автоматического регулирования напряжения питания. Такая система может работать с помощью обратной связи и регулировать параметры схемы так, чтобы усилительный элемент работал на линейном участке. Дополнительным преимуществом такого решения является возможность генератора с обратной связью регулировать параметры схемы при изменении добротности катушки индуктивности от расстояния до ответной проводящей

мишени в вихретоковых датчиках перемещения. Сигналом о необходимости изменения напряжения питания может служить превышение определенного значения амплитуды генератора частоты.

На рис. 12 представлена блок-схема такой системы. Схема электрическая принципиальная в PSpice (MicroCAP) по такому принципу позволила установить нормальный режим работы генератора, при этом видно, как автоматическая регулировка осуществляет регулирование рис. 13. В схеме автоматической регулировки с обратной связью наблюдается синусоидальный сигнал с частотой колебательного контура, при этом меняется амплитуда сигнала при регулировании. Изменение амплитуды не так важно, так как используется частота генератора.



Рис. 12. Блок-схема генератора с обратной связью

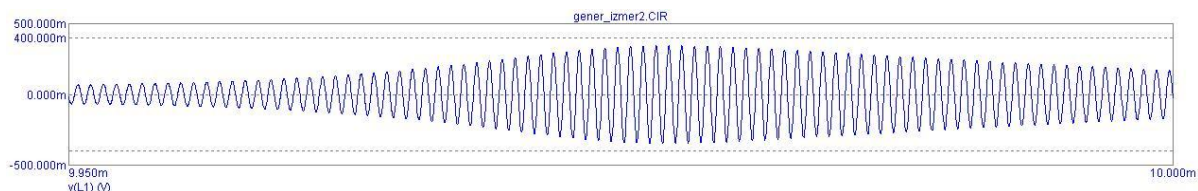


Рис. 13. Выходной сигнал после автоматической регулировки

Заключение

Стабильность по частоте генераторов вихретоковых датчиков перемещения при прочих равных условиях обеспечивается при работе генератора на линейном участке усилительного прибора. Автоматическая регулировка усиления за счет уровня напряжения питания позволяет получить генератор, работающий в требуемом режиме. Получена модель стабильного вихретокового датчика перемещения в широком диапазоне внешних воздействующих факторов. Обеспечена надежная работа схемы при изменении добротности катушки индуктивности в результате изменения расстояния до ответной проводящей мишени в вихретоковых датчиках перемещения.

Моделирование в PSpice (MicroCAP) стабилизации вихретоковых датчиков перемещения позволяет выявить эффекты, влияющие на возбуждение генератора и стабильность его работы. Модель позволяет оценить влияние внешних воздействующих факторов на изменение параметров транзисторов и стабильность работы вихретоковых датчиков перемещения. Такие решения позволяют повысить характеристики вихретоковых датчиков перемещения с частотной модуляцией сигнала.

Библиографический список

1. Дмитриенко, А. Г. Вихретоковые чувствительные элементы для бесконтактных датчиков перемещений / А. Г. Дмитриенко, Д. И. Нефедьев, А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 4–10.
2. Аман, Е. Э. Автоколебания в измерительной технике: философские аспекты и практические результаты / Е. Э. Аман, А. И. Скалон // Датчики и системы. – 2015. – № 3. – С. 3–8.
3. Мокров, Е. А. Проблемы и перспективы развития датчиков аппаратуры / Е. А. Мокров // Микросистемная техника. – 2003. – № 9. – С. 11–17.
4. Абрамов, С. В. Применение двухчастотного метода выделения информативного сигнала при построении измерительных цепей первичных вихретоковых преобразователей // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 3. – С. 82–89.

5. Харкевич, А. А. Автоколебания / А. А. Харкевич. – М. : Гос. Изд-во технико-теоретической лит., 1954.
6. Новицкий, П. В. Основы информационной теории измерительных устройств / П. В. Новицкий. – Л. : Энергия, 1968. – 248 с.
7. Хавин М. Л. Схемотехника радиопередающих устройств / М. Л. Хавин. – М. : Энергия, 1975. – 96 с.
8. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 1977. – 608 с.

Новиков Валентин Николаевич

консультант начальника КБ-1,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: preobrazovatel@niifi.ru

Novikov Valentin Nikolaevich

adviser of the Director of KB-1,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Ульянин Николай Сергеевич

ведущий инженер-электроник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/10)
E-mail: preobrazovatel@niifi.ru

Ulyanin Nikolay Sergeevich

leading electronics engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/10 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Цыпин Борис Вульфович

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

Tsy-pin Boris Vulfovich

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

УДК 531.714.2.084.2:621.3.014.4

Новиков, В. Н.

Модель стабилизации вихретоковых датчиков перемещения / В. Н. Новиков, Н. С. Ульянин, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 58–68. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-8.

А. В. Князьков, А. С. Колдов, Н. В. Родионова, А. В. Светлов

СОВОКУПНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

A. V. Knyazkov, A. S. Koldov, N. V. Rodionova, A. V. Svetlov

AGGREGATE MEASUREMENTS OF PARAMETERS OF MULTI-ELEMENT ELECTRIC CIRCUITS

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Исследована возможность определения параметров многоэлементных электрических цепей с использованием совокупного метода измерений. **Материалы и методы.** Выполнено математическое моделирование измерительных схем. Оценка случайной погрешности результатов измерений параметров четырехэлементной электрической цепи получена путем моделирования методом Монте-Карло. **Результаты.** Приведены расчетные соотношения для определения параметров элементов четырехэлементной RC-цепи. Даны оценки методической и случайной составляющих погрешностей измерений параметров элементов цепи. Сформулированы требования к средствам получения отсчетов выходного напряжения измерительной схемы в фиксированные моменты времени. **Выводы.** Подтверждена возможность совокупных измерений параметров многоэлементных электрических цепей с погрешностью не более 1 %.

A b s t r a c t. Background. The possibility of determining the parameters of multielement electric circuits using the combined measurement method is investigated. **Materials and methods.** Mathematical modeling of measuring circuits is performed. The estimation of a random error in the results of measuring the parameters of a four-element electric circuit was obtained by Monte Carlo simulations. **Results.** The calculated ratios for determining the parameters of the elements of a four-element RC chain. The estimations of the methodical and random components of the errors in measuring the parameters of the circuit elements. Requirements are formulated for means for obtaining samples of the output voltage of the measuring circuit at fixed instants of time. **Conclusions.** The possibility of aggregate measurements of the parameters of multi-element electric circuits with an error of not more than 1 % has been confirmed.

К л ю ч е в ы е с л о в а: многоэлементная электрическая цепь, совокупные измерения, оценка погрешностей.

К e y w o r d s: multi-element electric circuits, aggregate measurement, error estimation.

Методы и средства измерения параметров электрических цепей применяются при решении множества задач определения параметров и характеристик объектов и процессов в кондуктометрии и диэлькометрии, при измерении давления, перемещения и т.д. с помощью различных параметрических датчиков, при измерении параметров радиоэлементов и полупроводниковых структур. Актуальной задачей является разработка измерителей параметров многоэлементных электрических цепей, поскольку для повышения достоверности описания электрических свойств объектов приходится увеличивать число элементов эквивалентных электрических схем, отображающих поведение объектов в статическом и динамическом режимах [1].

Высоким быстродействием и простотой реализации отличаются преобразователи параметров многоэлементных электрических цепей, основанные на анализе переходного процесса в измерительных схемах (ИС) на операционных усилителях (ОУ) при воздействии на ИС не-

синусоидального напряжения с широким спектром частот [2, 3]. Такие преобразователи обеспечивают приемлемые метрологические характеристики, способны работать в широких диапазонах изменения параметров электрических цепей.

Рассмотрим некоторые известные технические решения, позволяющие измерить параметры элементов четырехэлементных двухполюсных электрических цепей, содержащих параллельно и последовательно включенные резисторы и конденсаторы.

Например, в преобразователе параметров четырехэлементных двухполюсников в напряжение [4] исследуемая четырехэлементная RC -цепь включается во входной цепи ИС на ОУ, в цепи отрицательной обратной связи ОУ включается образцовый конденсатор. На вход ИС поступает импульсное напряжение прямоугольной формы. Выходное напряжение ИС подвергается ряду последовательных аналоговых преобразований: выборки и хранения в задаваемые моменты времени, вычитания выходных сигналов узлов, дифференцирования, временной селекции на задаваемом интервале времени, интегрирования на этом интервале времени. В результате выполнения этих преобразований на выходах узлов формируются постоянные напряжения, прямо пропорциональные емкостям C_1 , C_2 и обратно пропорциональные сопротивлениям R_1 , R_2 .

Отличительной особенностью преобразователя параметров четырехэлементных цепей, описанного в [5], является использование сложных воздействий, получаемых весовым суммированием четырех сигналов:

- исходного линейно изменяющегося сигнала;
- продифференцированного исходного сигнала;
- проинтегрированного исходного сигнала;
- дважды проинтегрированного исходного сигнала.

С помощью аналоговых ключей выходные сигналы весовых сумматоров подаются в заданные моменты времени на вход ИС на ОУ, во входной цепи которого включена исследуемая четырехэлементная RC -цепь, а в цепи отрицательной обратной связи – образцовый резистор. С помощью устройств выборки и хранения формируются отсчеты выходных напряжений узлов, пропорциональные значениям параметров исследуемой цепи.

Последовательное выполнение ряда аналоговых преобразований в рассмотренных устройствах требует больших аппаратных затрат, отличается сложностью настройки узлов, приводит к накоплению погрешностей. От названных недостатков можно избавиться, перейдя от аппаратной реализации преобразований сигналов в аналоговой форме к цифровой обработке выходных сигналов ИС с применением соответствующих алгоритмов вычисления искоемых параметров исследуемых многоэлементных цепей по значениям дискретных отсчетов выходных напряжений ИС в некоторые характерные моменты времени [6]. При подаче на вход ИС скачка постоянного напряжения выходное напряжение ИС в случаях нерезонансных цепей в общем виде может быть представлено как сумма постоянной составляющей A_0 , линейно изменяющейся составляющей с крутизной A_1 , спадающей экспоненциальной составляющей с начальным значением A_2 и постоянной времени τ , возрастающей экспоненциальной составляющей с конечным (установившимся) значением A_3 и постоянной времени τ :

$$U(t) = A_0 + A_1 t + A_2 e^{-\frac{t}{\tau}} + A_3 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (1)$$

Для определения параметров исследуемой цепи используются отсчеты в начальный момент времени, на экспоненциальном участке переходного процесса, в установившемся режиме. Искомые значения параметров элементов цепи могут быть найдены путем решения системы уравнений, связывающих полученные отсчеты и параметры составляющих выходного напряжения ИС, с учетом функциональных зависимостей между ними и параметрами элементов цепи [7]. Согласно РМГ 29-2013 такой способ измерений можно трактовать как совокупные измерения, т.е. «проводимые одновременно измерения нескольких одноименных величин, при которых искомые значения величин определяют путем решения системы уравнений, по-

лучаемых при измерениях этих величин в различных сочетаниях, причем число уравнений должно быть не меньше числа искомых величин» [8].

Для решения полученных систем уравнений могут быть использованы специализированные программы, реализующие численные методы решения систем уравнений, или универсальные системы математических расчетов, например, MathCAD. В специализированных приборах для оперативного контроля параметров технологических процессов целесообразно использовать упрощенные алгоритмы вычисления параметров цепей, не требующие решения численными методами систем уравнений. Особенностью упрощенных алгоритмов является то, что к моментам получения последних отсчетов экспоненциальный переходный процесс в ИС считается полностью установившимся. Это позволяет существенно упростить используемые уравнения и получить их решения в общем виде для непосредственного вычисления искомых параметров. Оценка появляющейся за счет такого упрощения методической составляющей погрешности преобразования дана в работе [6].

В качестве примера рассмотрим совокупные измерения параметров изображенных на рис. 1, а и б четырехэлементных RC-цепей, содержащих параллельно и последовательно включенные резисторы и конденсаторы.

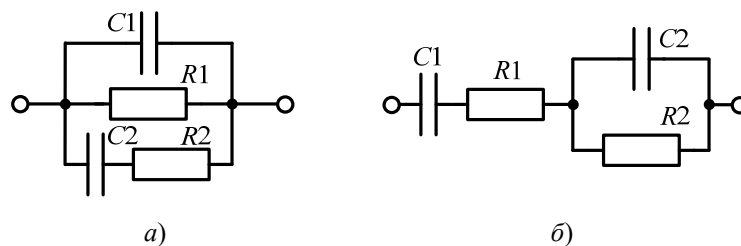


Рис. 1. Четырехэлементные двухполюсные электрические цепи

Цепь вида рис. 1, а включается во входной цепи ОУ, образцовый конденсатор C_0 – в цепи отрицательной обратной связи ОУ (рис. 2, а). Цепь вида рис. 1, б включается в цепи отрицательной обратной связи ОУ, образцовый резистор R_0 – во входной цепи ОУ (рис. 2, б).

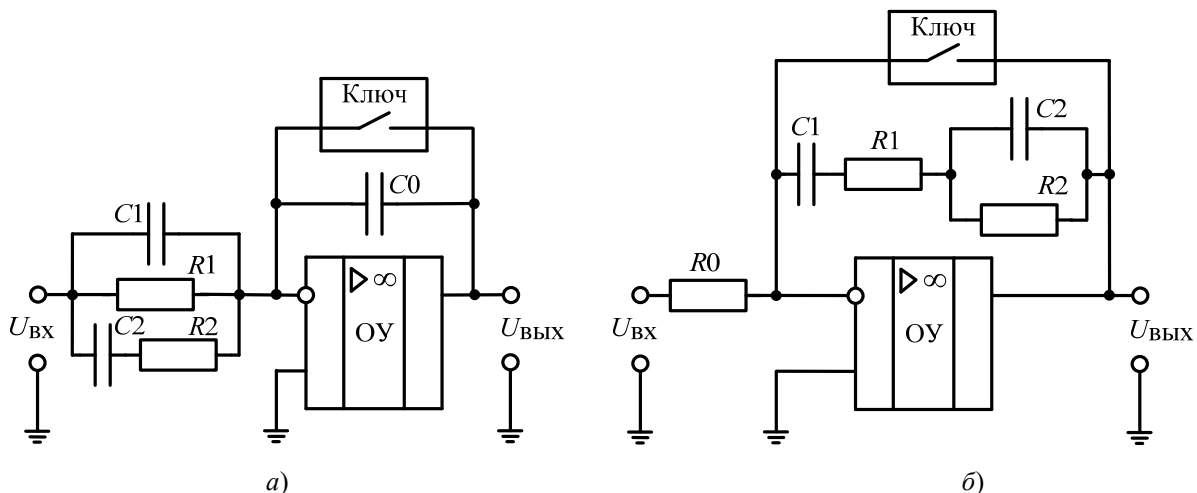


Рис. 2. ИС для определения параметров четырехэлементных электрических цепей

На вход ИС подается периодическая последовательность прямоугольных импульсов отрицательной полярности с амплитудой U_0 . В течение рабочей части периода повторения входного воздействия выходное напряжение ИС рис. 2, а описывается выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{U_0 C_1}{C_0} + \frac{U_0}{R_1 C_0} t + \frac{U_0 C_2}{C_0} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right), \quad (2)$$

а выходное напряжение ИС рис. 2б описывается выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{U_0 R_1}{R_0} + \frac{U_0}{R_0 C_1} t + \frac{U_0 R_2}{R_0} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right). \quad (3)$$

Во время паузы замыкается аналоговый ключ в цепи отрицательной обратной связи ОУ, чем предотвращается накопление зарядов на емкости C_0 в схеме рис. 2,а и на емкостях C_1 , C_2 исследуемой цепи в схеме рис. 2,б. Принудительный разряд емкостей способствует стабилизации режима ОУ по постоянному току, однако в схеме рис. 2,б эта процедура из-за последовательно включенного сопротивления R_1 может потребовать больших затрат времени. В качестве альтернативного технического решения можно использовать двухполярное входное воздействие и фильтр нижних частот вместо аналогового ключа в цепи отрицательной обратной связи ОУ.

Для определения параметров исследуемой цепи берутся отсчеты выходного напряжения ИС в моменты времени:

t_0 – начальный момент времени (момент подачи скачка входного напряжения);

t_1 – момент времени из интервала, соответствующего наиболее характерному участку экспоненциальной составляющей переходного процесса в ИС: $4\tau > t_1 > 0,5\tau$ [6];

t_{1y} , t_{2y} – моменты времени, соответствующие практическому установлению напряжения $U_{\text{вых}}(t)$: $t_{2y} > t_{1y} > 6\tau$.

Полученные отсчеты выходного напряжения ИС в моменты времени t_0 , t_1 , t_{1y} , t_{2y} используются как исходные данные для составления системы уравнений:

$$\begin{cases} U(t_0) = A_0 + A_1 t_0 + A_3 \left(1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}} \right); \\ U(t_1) = A_0 + A_1 t_1 + A_3 \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right); \\ U(t_{1y}) = A_0 + A_1 t_{1y} + A_3 \left(1 - e^{-\frac{t_{1y}}{\tau}} \right); \\ U(t_{2y}) = A_0 + A_1 t_{2y} + A_3 \left(1 - e^{-\frac{t_{2y}}{\tau}} \right). \end{cases} \quad (4)$$

В результате решения этой системы уравнений определяются параметры составляющих выходного напряжения ИС: A_0 , A_1 , A_3 , τ . Параметры элементов исследуемой цепи C_1 , R_1 , C_2 , R_2 могут быть найдены с использованием функциональных зависимостей между ними и параметрами составляющих выходного напряжения ИС. Для схемы рис. 2,а:

$$C_1 = \frac{A_0 C_0}{U_0}; R_1 = \frac{U_0}{A_1 C_0}; C_2 = \frac{A_3 C_0}{U_0}; R_2 = \frac{\tau U_0}{A_3 C_0}. \quad (5)$$

Для схемы рис. 2,б:

$$C_1 = \frac{U_0}{A_1 R_0}; R_1 = \frac{A_0 R_0}{U_0}; C_2 = \frac{U_0 \tau}{A_3 R_0}; R_2 = \frac{A_3 R_0}{U_0}. \quad (6)$$

Упрощенный алгоритм вычисления параметров цепи, не требующий применения программы MathCAD для решения численными методами системы уравнений (4), используется в предположении, что к моментам получения последних отсчетов экспоненциальный переходный процесс в ИС может считаться полностью установившимся. Это позволяет получить ана-

литическое решение уравнений (4) для непосредственного вычисления искомых параметров. Кроме того, параметр A_0 находится не путем непосредственного измерения начального значения $U(t_0)$ выходного напряжения ИС, а путем экстраполяции по значениям этого напряжения, измеренным в другие моменты времени, где в меньшей степени сказывается неидеальность ОУ [7].

Для практической реализации упрощенного алгоритма вычисления параметров исследуемой цепи используются следующие соотношения:

$$A_0 = U(t_{1y}) - A_1 t_{1y} - A_3; \quad (7)$$

$$A_1 = \frac{U(t_{2y}) - U(t_{1y})}{t_{2y} - t_{1y}}; \quad (8)$$

$$A_3 = \frac{[U(t_{1y}) - U(t_1) - A_1(t_{1y} - t_1)]^2}{U(t_{1y}) - U(2t_1) - A_1(t_{1y} - 2t_1)}; \quad (9)$$

$$\tau = \frac{t_1}{\ln \left[\frac{U(t_{1y}) - U(t_1) - A_1(t_{1y} - t_1)}{U(t_{1y}) - U(2t_1) - A_1(t_{1y} - 2t_1)} \right]}. \quad (10)$$

В качестве примера приведем результаты математического моделирования ИС (см. рис. 2,а) при следующих номинальных значениях параметров: $C_1 = 3$ нФ; $R_1 = 150$ кОм; $C_2 = 6,2$ нФ; $R_2 = 12$ кОм; $\tau = 74,4$ мкс; $C_0 = 17$ нФ; $U_0 = 5$ В.

На рис. 3 приведена временная диаграмма выходного напряжения ИС.

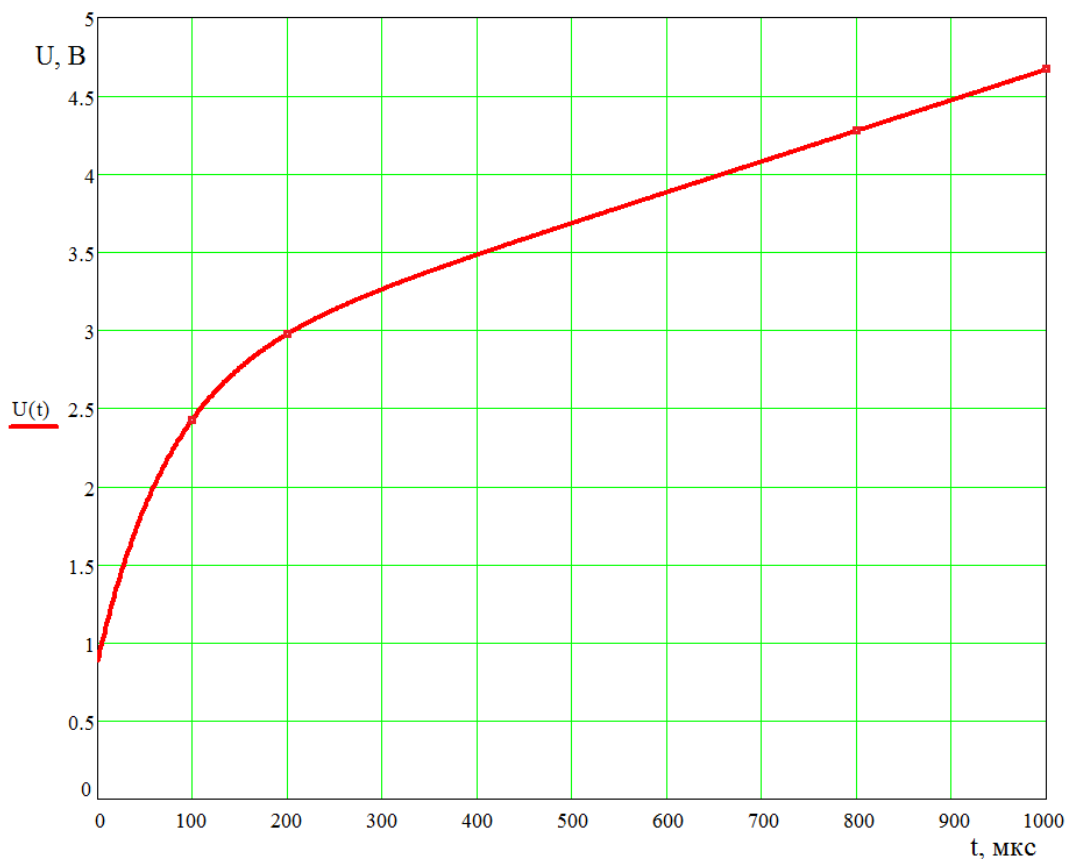


Рис. 3. Временная диаграмма выходного напряжения ИС

Отсчеты выходного напряжения ИС взяты в моменты времени: $t_1 = 100$ мкс; $t_2 = 2t_1 = 200$ мкс; $t_3 = t_{1y} = 800$ мкс; $t_4 = t_{2y} = 1000$ мкс. Значения отсчетов напряжения: $U(t_1) = 2,4264$ В; $U(t_2) = 2,9740$ В; $U(t_3) = 4,2745$ В; $U(t_4) = 4,6667$ В. Результаты вычислений параметров составляющих выходного напряжения ИС с использованием упрощенного алгоритма по формулам (7) – (10): $A_0 = 0,88129$ В; $A_1 = 1960,95$ В/с; $A_3 = 1,82442$ В; $\tau = 74,3554$ мкс. Значения параметров исследуемой цепи, вычисленные по формулам (5): $C_1 = 2,9964$ нФ; $R_1 = 149,987$ кОм; $C_2 = 6,2030$ нФ; $R_2 = 11,9870$ кОм.

Сравнение полученных значений параметров цепи с их номинальными значениями, приведенными выше, позволяет оценить методическую погрешность, обусловленную применением упрощенных алгоритмов вычисления параметров цепи: $\delta C_1 = -0,12$ %; $\delta R_1 = -0,01$ %; $\delta C_2 = 0,05$ %; $\delta R_2 = -0,11$ %.

Получение небольшой методической погрешности объясняется тем, что к моментам времени $t_{1y} = 800$ мкс и $t_{2y} = 1000$ мкс экспоненциальный переходный процесс с постоянной времени $\tau = 74,4$ мкс можно считать практически полностью установившимся ($t_{1y} = 10,8 \tau$).

Оценка случайной погрешности результатов измерений параметров четырехэлементной электрической цепи получена путем моделирования в среде MathCAD методом Монте-Карло [9] с построением гистограмм распределения плотности вероятностей случайной погрешности по результатам статистических испытаний. Использованы встроенные функции: « $\text{runif}(x1, x2, x3)$ » – для задания равномерного закона распределения плотности вероятности результатов измерений отсчетов напряжения $U(t_1)$, $U(t_2)$, $U(t_3)$, $U(t_4)$; « $\text{stdev}(x)$ » – для вычисления среднего квадратического отклонения (СКО) найденных значений искомых параметров элементов исследуемой цепи C_1 , R_1 , C_2 , R_2 .

В процессе исследований задавались пределы допускаемой относительной случайной погрешности результатов измерений отсчетов напряжения от $\delta U = \pm 0,005$ % до $\delta U = \pm 0,05$ %. На рис. 4–7 в качестве примера для случая $\delta U = \pm 0,01$ % приведены:

- гистограммы плотности распределения вероятностей результатов измерений параметров C_1 , R_1 , C_2 , R_2 ;
- значения СКО результатов измерений искомых параметров;
- значения случайной составляющей относительной погрешности.

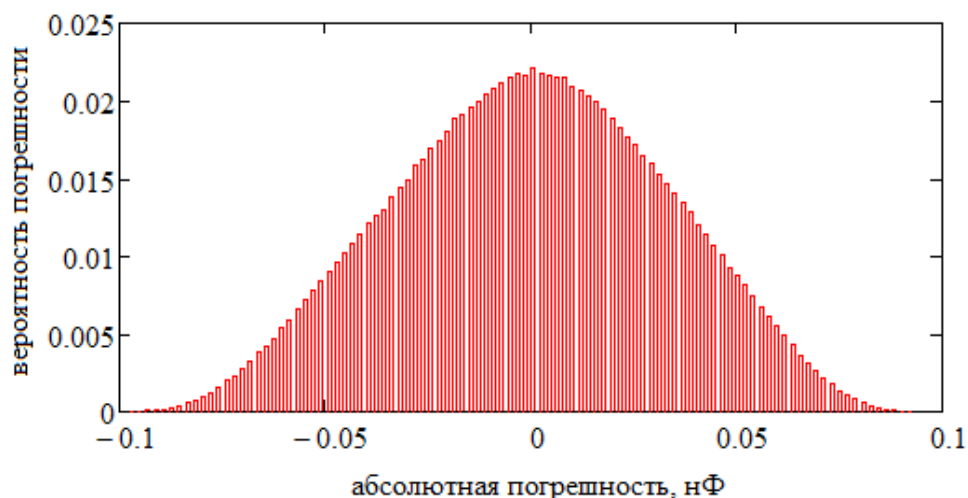


Рис. 4. Гистограмма плотности распределения вероятностей результатов измерений емкости C_1 при погрешности измерения напряжения $\delta U = \pm 0,01$ %; СКО $C_1 = 32,84$ пФ; случайная составляющая погрешности $\delta C_1 = \pm 1,10$ %

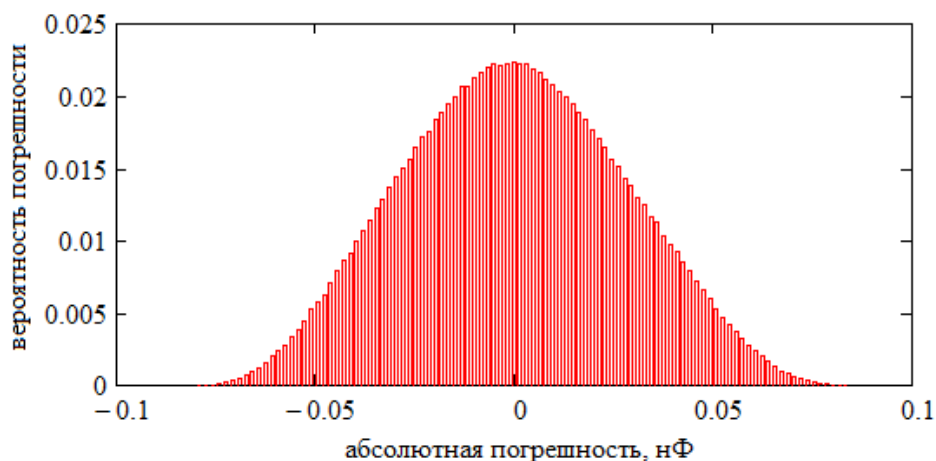


Рис. 5. Гистограмма плотности распределения вероятностей результатов измерений емкости C_2 при погрешности измерения напряжения $\delta U = \pm 0,01 \%$; СКО $C_2 = 27,55$ пФ; случайная составляющая погрешности $\delta C_2 = \pm 0,44 \%$

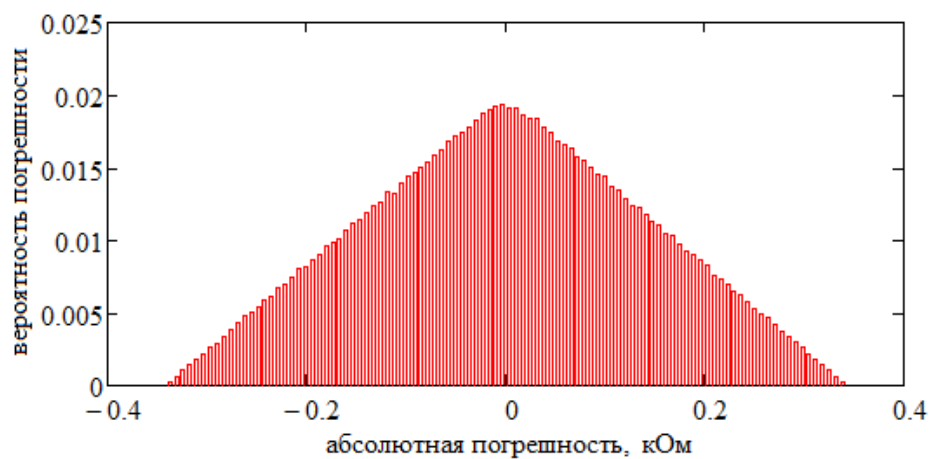


Рис. 6. Гистограмма плотности распределения вероятностей результатов измерений сопротивления R_1 при погрешности измерения напряжения $\delta U = \pm 0,01 \%$; СКО $R_1 = 139,79$ Ом; случайная составляющая погрешности $\delta R_1 = \pm 0,09 \%$

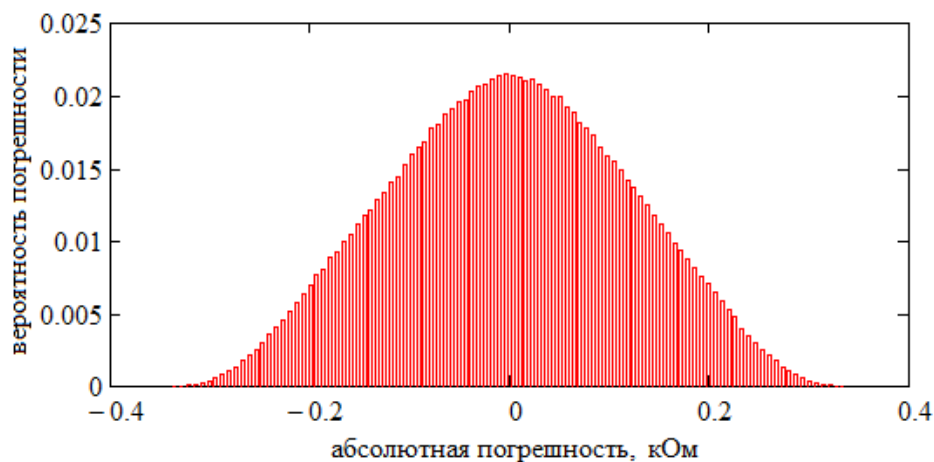


Рис. 7. Гистограмма плотности распределения вероятностей результатов измерений сопротивления R_2 при погрешности измерения напряжения $\delta U = \pm 0,01 \%$; СКО $R_2 = 118,58$ Ом; случайная составляющая погрешности $\delta R_2 = \pm 0,99 \%$

Значения случайной составляющей относительной погрешности измерений параметров C_1 , R_1 , C_2 , R_2 при вариации относительной случайной погрешности результатов измерений отсчетов напряжения от $\delta U = \pm 0,005\%$ до $\delta U = \pm 0,05\%$ показаны на рис. 8.

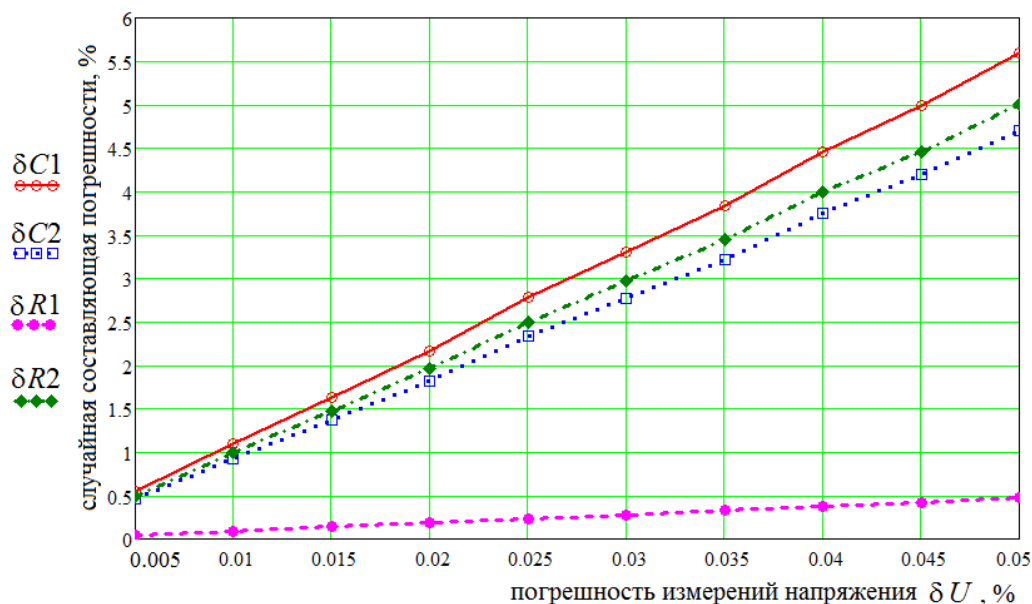


Рис. 8. Графики зависимостей случайных погрешностей измерений параметров цепи от случайной погрешности измерений напряжения

Анализ результатов проведенного исследования показывает, что для получения погрешностей совокупных измерений параметров элементов цепи C_1 , R_1 , C_2 , R_2 не более 1 % необходимо осуществлять измерения отсчетов выходного напряжения ИС с относительной погрешностью δU не более 0,01 %. Следовательно, для измерения отсчетов выходного напряжения ИС требуется многоразрядный (не менее 16 бит) АЦП, например, МСР3424 [10]. На входе АЦП должно быть включено быстродействующее устройство выборки и хранения (УВХ), например, AD781 [11]. УВХ должно запоминать текущее значение входного напряжения по заднему фронту управляющего импульса и хранить его до следующего отсчета в такой же момент времени в следующем периоде входного воздействия. Для получения четырех отсчетов выходного напряжения ИС в указанные выше моменты времени необходимы четыре УВХ. Регистрация выходных напряжений УВХ может осуществляться поочередно одним АЦП с коммутатором либо четырьмя АЦП, постоянно подключенными к «своим» УВХ. Последний вариант предпочтительнее, поскольку при этом не добавляется дополнительная составляющая погрешности, обусловленная неидеальностью коммутатора и паразитными параметрами соединительных проводников.

Экспериментальные исследования измерителя показали приемлемую сходимость результатов эксперимента с результатами математического моделирования.

Заключение

Измерение параметров многоэлементных электрических цепей совокупным методом позволяет получить хорошие результаты по точности. Рассмотренный в статье подход к оценке случайных погрешностей совокупных измерений параметров многоэлементных электрических цепей позволяет сформулировать требования к средствам получения отсчетов выходного напряжения измерительной схемы в фиксированные моменты времени.

Библиографический список

1. Кнеллер, В. Ю. Измерение параметров объектов, представляемых многоэлементными двухполюсниками / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских // Измерения, контроль, автоматизация. – 1976. – Вып. 3 (7). – С. 3–11.

2. *Мартьяшин, А. И.* Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А. И. Мартьяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова ; под ред. А. И. Мартьяшина. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
3. *Мартьяшин, А. И.* Перспективные направления развития измерителей параметров многоэлементных электрических цепей / А. И. Мартьяшин, А. В. Светлов // Актуальные проблемы науки и образования : тр. Междунар. юбилейного симп. : в 2 т. – Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2003. – Т. 2. – С. 288–290.
4. А. с. 938199 СССР. Преобразователь параметров четырехэлементных двухполюсников в напряжение / А. И. Мартьяшин, В. М. Чайковский, П. П. Чураков // Открытия. Изобретения. – 1982. – № 23. – С. 237.
5. *Кулапин, В. И.* Синтез измерительного преобразователя для измерения проводимости кондуктометрического датчика / В. И. Кулапин, А. С. Колдов // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2017. – Т. 1. – С. 250–251.
6. *Светлов, А. В.* Определение параметров двухполюсников по значениям дискретных отсчетов выходного напряжения измерительной схемы / А. В. Светлов, В. А. Казаков, Э. К. Шахов, Д. А. Светлов // Измерительная техника. – 1999. – № 8. – С. 19–22.
7. *Светлов, А. В.* Принципы построения преобразователей параметров многоэлементных двухполюсных электрических цепей / А. В. Светлов. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1999. – 144 с.
8. РМГ 29-2013. Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Основные термины и определения.
9. *Баранов, В. А.* Оценивание погрешностей измерений параметров комплексного сопротивления методом Монте-Карло / В. А. Баранов, А. А. Данилов, С. А. Шумарова // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – № 5. – URL: <http://www.science-education.ru/ru/article/-view?id=10205>
10. MCP3422/3/4. 18-Bit, Multi-Channel $\Delta\Sigma$ Analog-to-Digital Converter with I²CTM Interface and On-Board Reference. – Microchip Technology Inc. – URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22088c.pdf>
11. AD781. Complete 700 ns Sample-and-Hold Amplifier. – Analog Devices, Inc., 2004. – URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD781.pdf>

Князьков Александр Владимирович

инженер,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Knyazkov Aleksandr Vladimirovich

engineer,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Колдов Александр Сергеевич

старший преподаватель,
кафедра радиотехники и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Koldov Aleksandr Sergeevich

senior lecturer,
sub-department of radio engineering
and radio electronic system,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Родионова Нина Владимировна

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

Rodionova Nina Vladimirovna

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

Светлов Анатолий Вильевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой радиотехники
и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Svetlov Anatoliy Vil'evich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of radio engineering
and radio electronic systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.317.73

Князьков, А. В.

Совокупные измерения параметров многоэлементных электрических цепей / А. В. Князьков, А. С. Колдов, Н. В. Родионова, А. В. Светлов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 69–78. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-9.

А. В. Грачев

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ ИНДУКТИВНОГО ДАТЧИКА

A. V. Grachev

ERROR ANALYSIS OF THE MEASURING CIRCUIT OF CONVERTERS OF PARAMETERS OF THE INDUCTIVE SENSOR

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Индуктивные датчики (ИД) можно использовать в устройствах измерения состава жидких сред, влажности сыпучих и твердых материалов и обеспечивают ряд преимуществ перед более распространенными кондуктометрическими датчиками, например, позволяют осуществить более точные измерения движущихся материалов или находящихся в ампулах агрессивных и токсичных сред. Меньшее распространение индуктивные датчики получили из-за сложности конструкции и появления резонансных эффектов в совокупности с емкостью ИД. **Материалы и методы.** Анализ погрешностей измерительных схем проведен для четырехэлементной схемы замещения ИД с учетом реальных параметров, используемых в многоканальном преобразователе параметров электрофизических свойств веществ методом теории направленных графов. **Результаты.** Составлены операторные уравнения выходных напряжений активных измерительных схем, несущих информацию о всех параметрах ИД. Переход от операторной формы уравнений во временную и анализ погрешностей осуществлен с использованием символического преобразования в программном продукте Maple. Представлены графики рассчитанных погрешностей. **Выводы.** Проведенный анализ погрешностей позволил определить требования и выбрать тип операционного усилителя ОУ. По значениям погрешности инвариантности были определены диапазоны допустимых измерений значений неинформативных параметров индуктивных датчиков, обеспечивающих заданную погрешность.

A b s t r a c t. Background. The inductive sensors IS can be used in devices of measurement of structure of liquid environments, humidity of loose and solid materials. Inductive sensors provide a number of advantages in front of more widespread konduktometrichesky sensors, for example, allow to carry out more exact measurements of moving materials or the hostile and toxic environment which is in ampoules. Inductive sensors have gained smaller distribution because of complexity of a design and emergence of resonant effects in total with a capacity of IS. **Materials and methods.** The analysis of errors is carried out for the four-element equivalent circuit of IS taking into account actual parameters, used in the multichannel converter of parameters of electrophysical properties of substances by method of the theory of the directed counts. **Results.** The operator equations of the output tension of the active measuring scheme bearing information on all IDES parameters are worked out. Transition from an operator form of the equations in temporary and the analysis of errors is carried out with use of symbolical transformation in the Maple software product. Schedules of the calculated errors are submitted. **Conclusions.** The carried-out analysis of errors has allowed to define requirements and to choose the OA type. Ranges of admissible measurements of values of not informative parameters of inductive sensors have been determined by values of an error of invariancy.

К л ю ч е в ы е с л о в а: анализ погрешности, унифицирующие преобразователи параметров электрофизических свойств веществ, схема замещения индуктивного датчика.

Key words: the analysis of an error, the unifying converters of parameters of electrophysical properties of substances, the equivalent circuit of the inductive sensor.

Для получения параметров электрофизических свойств веществ часто используют косвенные методы, основанные на измерении электрических или электромагнитных свойств веществ [1–5]. Отдельную группу составляют устройства, в которых эквивалентная схема первичного преобразователя представляется в виде многоэлементной двухполюсной электрической цепи. По конструкции (виду связи с измерительной схемой) различают преобразователи емкостного типа, которые достаточно исследованы и получили широкое распространение и преобразователи индуктивного типа.

Индуктивные датчики ИД обладают рядом достоинств:

- прочность конструкции,
- отсутствие прямого контакта с измеряемым веществом, из-за чего можно применять такие датчики в устройствах неразрушающего контроля;
- значительная чувствительность и точность измерений движущихся материалов, по сравнению с широко распространенными контактными датчиками емкостного типа.

Информативная способность индуктивного датчика в значительной мере определяется погрешностью преобразователя измеряемого параметра. Воспользуемся методикой теории направленных графов для анализа погрешностей измерительной схемы с индуктивным датчиком [6–9].

Схема замещения индуктивного датчика представлена на рис. 1. Основными информативными параметрами датчика являются индуктивность L , емкость C , сопротивление r , определяющие параметры исследуемого вещества и сопротивление R , характеризующее потери в ИД [10–13].

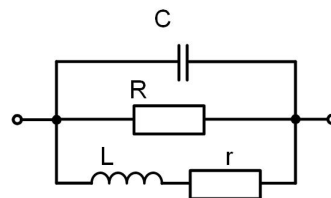


Рис. 1. Схема замещения индуктивного датчика

Проводимость такого датчика в операторной форме будет иметь вид

$$Y_{ид} = pC + G + \frac{g}{1 + pLg}, \quad (1)$$

где $G = 1/R$, $g = 1/r$.

Для определения значений элементов в схеме замещения ИД предполагается использование инвариантного преобразователя параметров электрофизических свойств веществ с ИД. На рис. 2, а приведена измерительная схема преобразователя значения индуктивности L или сопротивления r ИД в напряжение с использованием селективных методов обеспечения инвариантности. Измерительная схема для получения информации об индуктивности и сопротивлении схемы замещения ИД будет одинакова, отличаться будет дальнейшее преобразование сигнала. На рис. 2, б представлена измерительная схема преобразователя значения емкости C в напряжение. Измерение R производится на постоянном токе и не требует подключения к ОУ.

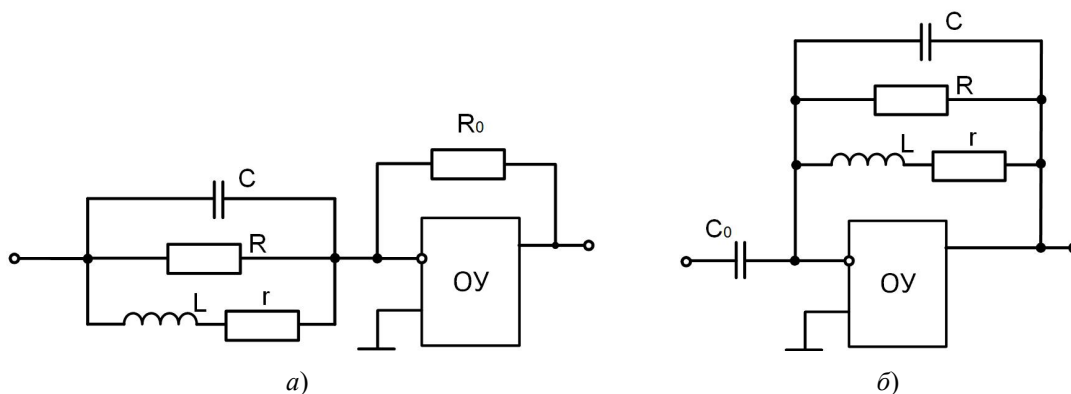


Рис. 2. Измерительные схемы ИС унифицирующих преобразователей параметров ИД в напряжение: а – при измерении индуктивности/сопротивления; б – при измерении емкости

В общем случае ИС для анализа погрешностей с использованием графов [6, 9] представлена на рис. 3.

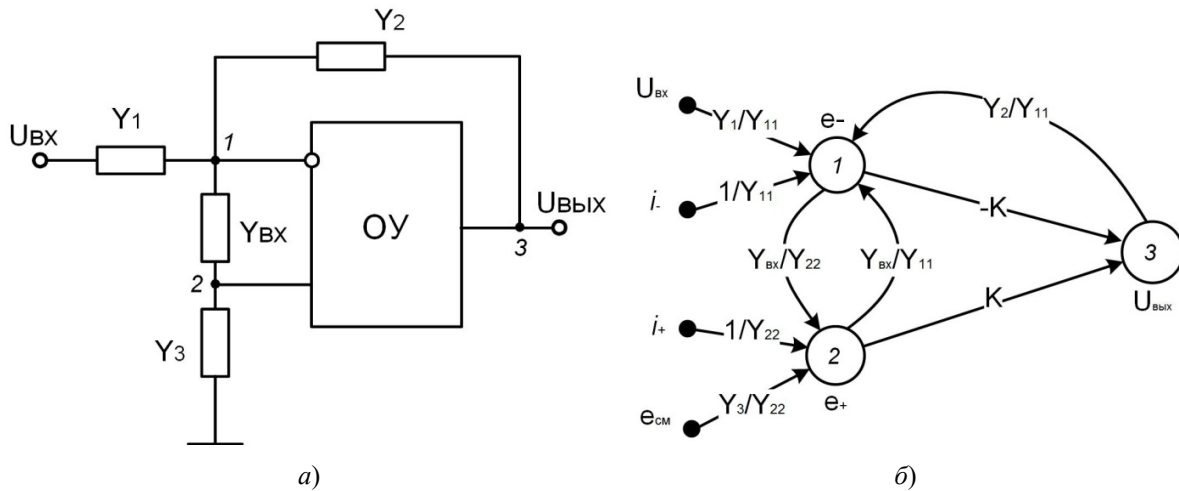


Рис. 3. Измерительная схема ИД в напряжение:
а – обобщенная схема; б – топологический граф

Топологический граф содержит четыре истока, один сток, три контура, зависимые узлы 1 и 2. Работа измерительной схемы описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} e_+ = e_- \frac{Y_{\text{BX}}}{Y_{22}} + e_{\text{см}} \frac{Y_3}{Y_{22}} + \frac{i_+}{Y_{22}} \\ e_- = U_{\text{BX}} \frac{Y_1}{Y_{11}} + e_+ \frac{Y_{\text{BX}}}{Y_{11}} + U_{\text{ВЫХ}} \frac{Y_2}{Y_{11}} + \frac{i_-}{Y_{11}} \\ U_{\text{ВЫХ}} = -K e_- + K e_+ \end{cases} \quad (2)$$

Первые два уравнения системы составлены по законам Кирхгофа в соответствии с методом узловых потенциалов. Третьему уравнению соответствуют односторонние передачи входных сигналов дифференциального ОУ на его выход. В формулах системы уравнений: e_- и e_+ – напряжения соответственно на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ; $Y_{11} = Y_1 + Y_2 + Y_{\text{BX}}$ и $Y_{22} = Y_3 + Y_{\text{BX}}$ – собственные проводимости узлов 1 и 2, равные сумме проводимостей всех ветвей, сходящихся соответственно в этих узлах. Реальный ОУ не обладает бесконечно большим коэффициентом усиления $K \neq \infty$ и бесконечно большим входным сопротивлением $R_{\text{BX}} \neq \infty$ или нулевой входной проводимостью $Y_{\text{BX}} \neq 0$. Соответственно не равны нулю напряжение смещения $e_{\text{см}} \neq 0$ и входные токи $i_+ \neq 0$ и $i_- \neq 0$. Неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной через проводимость $Y_3 = G_3 \neq 0$. Для упрощения расчетов в этой схеме положим равными нулю выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = 0$, входную емкость $C_{\text{BX}} = 0$ и емкость нагрузки ОУ $C_{\text{н}} = 0$.

В операторной форме выходной сигнал ИС, используя формулу Мэсона, будет иметь вид [8, 9]

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{\sum_{i=1}^8 P_i \Delta_i}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2 + P_3 \Delta_3 + P_4 \Delta_4 + P_5 \Delta_5 + P_6 \Delta_6 + P_7 \Delta_7 + P_8 \Delta_8}{1 - (N_1 + N_2 + N_3)}, \quad (3)$$

где P_i – коэффициент передачи i -го пути от истока к стоку; Δ_i – алгебраическое дополнение i -го пути; Δ – определитель Мэсона; N_i – коэффициент передачи i -го контура:

$$P_1 = -K U_{\text{BX}} \frac{Y_1}{Y_{11}}; P_2 = K U_{\text{BX}} \frac{Y_1 Y_{\text{BX}}}{Y_{11} Y_{22}}; P_3 = -K \frac{i_-}{Y_{11}}; P_4 = K \frac{i_+ Y_{\text{BX}}}{Y_{11} Y_{22}};$$

$$P_5 = K \frac{i_+}{Y_{22}}; P_6 = -K \frac{i_+ Y_{\text{BX}}}{Y_{22} Y_{11}}; P_7 = K e_{\text{cm}} \frac{Y_3}{Y_{22}}; P_8 = -K e_{\text{cm}} \frac{Y_3 Y_{\text{BX}}}{Y_{22} Y_{11}}; \quad (4)$$

$$\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3 = \Delta_4 = \Delta_5 = \Delta_6 = \Delta_7 = \Delta_8 = 1; N_1 = \frac{Y_{\text{BX}}^2}{Y_{11} Y_{22}}; N_2 = -K \frac{Y_2}{Y_{11}}; N_3 = K \frac{Y_2 Y_{\text{BX}}}{Y_{11} Y_{22}}.$$

После подстановки (4) в (3) и учитывая, что $Y_{22} = Y_3 + Y_{\text{BX}}$ и $Y_{11} = Y_1 + Y_2 + Y_{\text{BX}}$, напряжение на выходе будет иметь вид

$$U_{\text{вых реал}}(p) = \frac{K(-U_{\text{BX}} Y_1 Y_3 - i_- Y_3 + i_+ Y_1 + i_+ Y_2 + e_{\text{cm}} Y_3 Y_1 + e_{\text{cm}} Y_3 Y_2)}{Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3 + Y_{\text{BX}} Y_3 + Y_1 Y_{\text{BX}} + Y_2 Y_{\text{BX}} - K Y_1 Y_2 - K Y_2^2}. \quad (5)$$

Для идеального преобразователя $K \rightarrow \infty$ и $Y_{\text{BX}} = 0$, тогда

$$U_{\text{вых идеал}}(p) = -\frac{U_{\text{BX}} Y_1 Y_3 - i_- Y_3 + i_+ Y_1 + i_+ Y_2 + e_{\text{cm}} Y_3 Y_1 + e_{\text{cm}} Y_3 Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_2^2}. \quad (6)$$

Относительная погрешность выходного напряжения будет иметь вид

$$\delta U_{\text{вых}}(p) = \left| \frac{U_{\text{вых реал}}(p) - U_{\text{вых идеал}}(p)}{U_{\text{вых идеал}}(p)} \right| = \left| \frac{\left((U_{\text{BX}} Y_1 Y_3 - e_{\text{cm}} Y_1 Y_3 - e_{\text{cm}} Y_2 Y_3 + i_- Y_3 - i_- Y_1 - i_- Y_2) \times \right. \right.}{\left((K Y_1 Y_2 + K Y_2^2 - Y_1 Y_3 - Y_1 Y_{\text{BX}} - Y_2 Y_3 - Y_2 Y_{\text{BX}} - Y_3 Y_{\text{BX}}) \times \right.} \cdot \quad (7)$$

$$\left. \left. \times (Y_1 Y_3 + Y_1 Y_{\text{BX}} + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_{\text{BX}} + Y_3 Y_{\text{BX}})(Y_1 Y_2 + Y_2^2) \right) / \right|$$

$$\left. \left. \times Y_2 (Y_1 + Y_2) (-U_{\text{BX}} Y_1 Y_3 + e_{\text{cm}} Y_1 Y_3 + e_{\text{cm}} Y_2 Y_3 - i_- Y_3 + i_+ Y_1 + i_+ Y_2) \right) \right|$$

Упростим полученное выражение (7), считая $i_- = i_+ = i_{\text{cm}}$ и подставляя значения проводимостей: $Y_2 = G_0$ – для преобразователей индуктивности и сопротивления, $Y_1 = pC_0$ – для преобразователя емкости, уравнения погрешностей в операторной форме примут вид:

а) для преобразователей индуктивности и сопротивления (опорный элемент G_0):

$$\delta U_{\text{вых L,R}}(p) = \left| \frac{\left((CL(G_3 + G_{\text{BX}})p^2 + L((G + G_0 + G_3)G_{\text{BX}} + G_3(G + G_0))p + G_3 + G_{\text{BX}})g + \right. \right.}{-((G + G_0 + G_3)G_{\text{BX}} + (KG_0 - G_3)(G + G_0))Lp + KG_0 - G_3 - G_{\text{BX}})g + C(KG_0 - G_3 - G_{\text{BX}})p - (G + G_0 + G_3)G_{\text{BX}} + (KG_0 - G_3)(G + G_0))} \cdot \quad (8)$$

$$\left. \left. + C(G_3 + G_{\text{BX}})p + (G + G_0 + G_3)G_{\text{BX}} + G_3(G + G_0) \right) / \left((CL(KG_0 - G_3 - G_{\text{BX}})p^2 - \right. \right.$$

б) для преобразователя емкости (опорный элемент C_0):

$$\delta U_{\text{вых C}}(p) = \left| \frac{\left((Lg(G_3 + G_{\text{BX}})(C + C_0)p^2 + L((G + G_3)G_{\text{BX}} + G G_3)g + (G_3 + G_{\text{BX}})(C + C_0))p + \right. \right.}{- \left(L \left(((G + G_3)G_{\text{BX}} - G(KG - G_3))L - K(2C + C_0))g^2 + 4L((C + C_0)G_{\text{BX}} + \right. \right.} \cdot \quad (9)$$

$$\left. \left. + (G_3 + G_{\text{BX}})g + (G + G_3)G_{\text{BX}}g + (G + G_3)G_{\text{BX}} + G G_3)(pLg + 1) \right) / (KCL^2 g^2 (C + C_0)p^4 - L((C + C_0)G_{\text{BX}} + (C + C_0)G_3 - GK(2C + C_0))g - 2KC(C + C_0))Lg^3 - \right.$$

$$\left. \left. + (C + C_0)G_3 - KG(2C + C_0))g - 2KC(C + C_0))p^2 + ((2KG - G_3 - G_{\text{BX}})Lg^2 + \right. \right.$$

$$\left. \left. + (((2KG^2 - 2G_{\text{BX}}(G + G_3) - 2G G_3)L + K(2C + C_0))g - (C + C_0)(G_{\text{BX}} + G_3) + \right. \right.$$

$$\left. \left. + KG(2C + C_0))p + Kg^2 + (2KG - G_3 - G_{\text{BX}})g - (G + G_3)G_{\text{BX}} + G(KG - G_3) \right) \right|$$

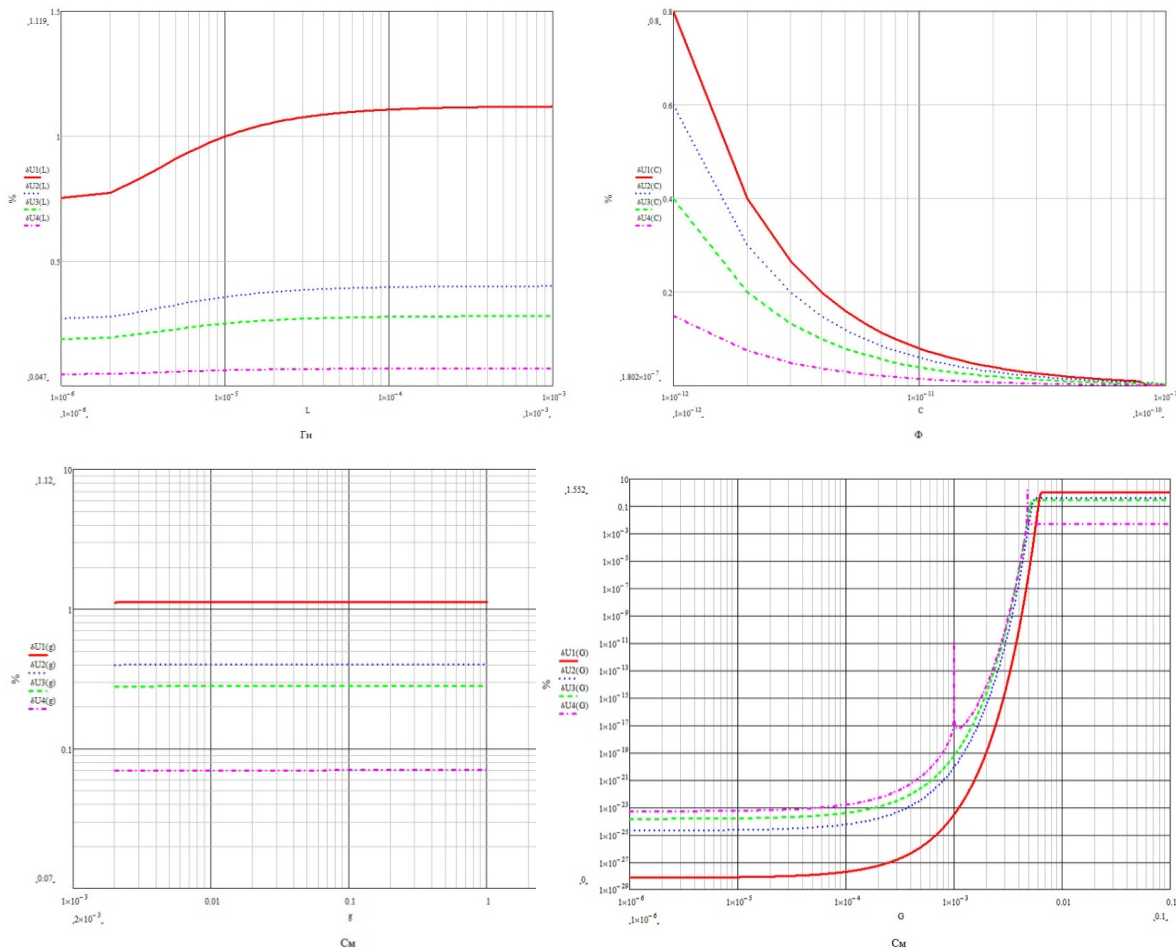
Как видно из формул (8) и (9), на погрешность не влияют токи $i_- = i_+ = i_{см}$ и напряжение смещения $e_{см}$ из-за наличия дифференциальных входов ОУ. Для вычислений в области Лапласа и перехода во временную область использована программа Maple [14]. Полученные уравнения во временной форме занимают несколько страниц, поэтому считаю возможным не приводить их, а ограничиться результатами вычислений погрешностей преобразования для параметров обобщенной схемы замещения с использованием ОУ из табл. 1.

Таблица 1

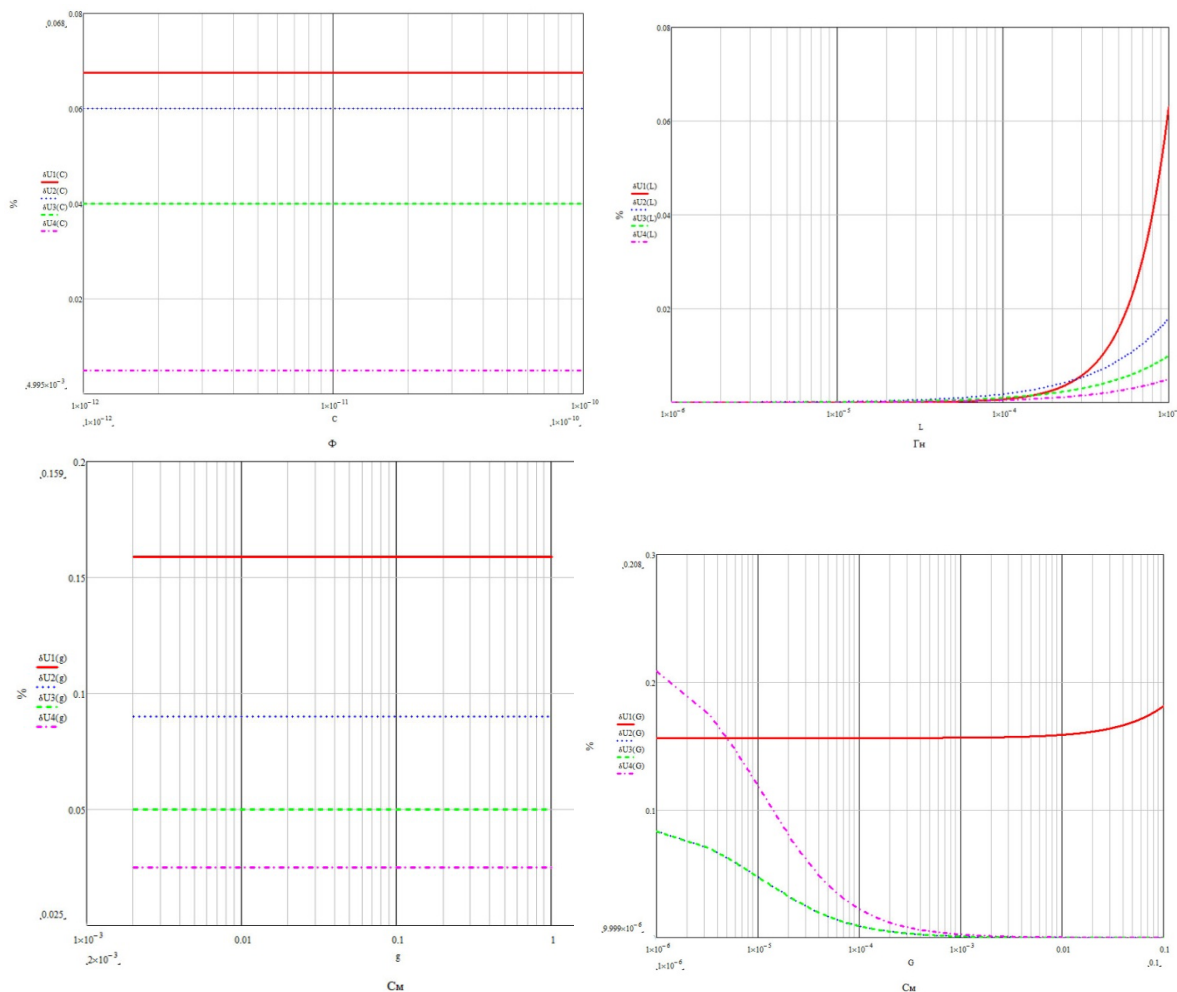
Параметры исследуемых ОУ

Номер ОУ	Коэффициент усиления, К	Входные токи, А		ЭДС смещения, В	Входное сопротивление, Ом
		i^+	i^-		
1	2500	$7 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^4$
2	50 000	$4 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{-9}$	10^{-3}	10^6
3	50 000	10^{-9}	10^{-9}	$7 \cdot 10^{-4}$	10^7
4	100 000	10^{-11}	10^{-11}	$7 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^8$

Для измерительной схемы параметра C графики погрешностей будут иметь вид рис. 4.

Рис. 4. Графики погрешностей для измерительной схемы C

Для измерительной схемы параметров L и r погрешности будут выглядеть следующим образом (рис. 5).

Рис. 5. Графики погрешностей для измерительных схем r и L

Заключение

По результатам расчета погрешностей в качестве активного элемента ИС рекомендован ОУ № 3, а при использовании ОУ № 4 нужно опасаться локальных экстремумов из-за проявления резонансных свойств ИД. При этом погрешность ИС во всем диапазоне измерения параметров ИД не превышает 1,5 %. Выбор конкретного ОУ определяется требованиями к быстродействию ИС и от частоты опорного воздействия [15–17].

Библиографический список

1. Измерения в промышленности. Кн. 3. Способы измерения и аппаратура : справ. изд. в 3 кн. ; пер. с нем. / под ред. П. Профоса. – 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Металлургия, 1990. – 344 с.
2. Берлинер, М. А. Измерение влажности / М. А. Берлинер. – М. : Энергия, 1973. – 400 с.
3. Надь, Ш. Б. Электрометрия / Ш. Б. Надь. – М. : Энергия, 1976. – 199 с.
4. Эмэ, Ф. Диэлектрические измерения : пер. с нем. / Ф. Эмэ. – М. : Химия, 1976. – 224 с.
5. Теория и практика экспрессного анализа влажности твердых и жидких материалов / под ред. Е. С. Кричевского. – М. : Энергия, 1980. – 240 с.
6. Сешу, С. Линейные графы и электрические цепи / С. Сешу, М. Б. Рид. – М. : Высш. шк., 1971. – 448 с.
7. Остапенко, А. Г. Анализ и синтез линейных и радиоэлектронных схем с помощью графов: Аналоговые и цифровые фильтры / А. Г. Остапенко. – М. : Радио и связь, 1985. – 280 с.
8. Добровинский, И. Р. Использование топологических графов для расчета электронных устройств на операционных усилителях : монография / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – 160 с.

9. Мэзон, С. Электрические цепи, сигналы и системы / С. Мэзон. – М. : Изд-во иностранной литературы, 1963. – 619 с.
10. Чураков, П. П. Измерители параметров катушек индуктивности : монография / П. П. Чураков, Б. Л. Свистунов. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1998. – 180 с.
11. Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполосников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
12. Мартяшин, А. И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов ; под ред. А. И. Мартяшина. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
13. Ройфе, В. С. Определение значений элементов сложной схемы замещения поляризованных диэлектриков / В. С. Ройфе // Измерительная техника. – 1984. – № 7. – С. 63–64.
14. Онлайн-справочник по Maple. – URL: <http://www.maplesoft.com/support/help/Maple>
15. Машошин, П. В. АЦП для влагомеров сыпучих веществ / П. В. Машошин, В. Ф. Рябов // Приборы и системы управления. – 1988. – № 2.
16. Мамиконян, Б. М. Инвариантное измерение информативного параметра индуктивных и емкостных преобразователей / Б. М. Мамиконян, Х. Б. Мамиконян // Национальная ассоциация ученых. – 2015. – № 4-2 (9). – С. 136–140.
17. Баранов, В. А. Универсальный вторичный преобразователь для систем с параметрическими первичными преобразователями информации / В. А. Баранов, А. В. Светлов, Е. А. Ломтев, Б. В. Цыпин // Известия вузов. Поволжский регион. Технические науки. – 2015. – № 3 (35). – С. 86–94.

Грачев Андрей Владимирович

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

Grachev Andrey Vladimirovich

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

УДК 621.317.33

Грачев, А. В.

Анализ погрешностей измерительной схемы преобразователей параметров индуктивного датчика / А. В. Грачев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 79–85. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-10.

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ
ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 617-7

DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-11

*М. Н. Крамм*РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ СПОСОБА РЕКОНСТРУКЦИИ
ЭКВИВАЛЕНТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА
СЕРДЦА ДИПОЛЬНОГО ТИПА*M. N. Kramm*REGULARIZATION FOR THE METHOD
OF RECONSTRUCTION OF EQUIVALENT ELECTRIC HEART
GENERATOR OF THE DIPOLE TYPE

Аннотация. Актуальность и цели. Рассматривается задача повышения информативности электрокардиографических обследований путем реконструкции параметров эквивалентного электрического генератора сердца (ЭЭГС). Предложена обработка электрокардиосигналов многоканальных кардиоотведений с учетом известных координат электродов и геометрических параметров торса человека, что позволяет получить временную динамику изменений координат и вектора дипольного момента эквивалентного электрического генератора дипольного типа в течение кардиоцикла. **Материалы и методы.** С целью повышения устойчивости результатов реконструкции рассмотрен способ регуляризации алгоритма реконструкции с автоматическим определением коэффициента регуляризации. **Результаты.** Представлены примеры расчета коэффициента регуляризации. Предложена оценка устойчивости результатов реконструкции с помощью конечных разностей первого порядка. Рассмотрено влияние масштабного уровня регуляризации на устойчивость временной динамики координат ЭЭГС и на относительную погрешность аппроксимации электрокардиосигналов модельным источником. **Выводы.** Представленные примеры работы регуляризированного алгоритма показывают возможность наблюдения устойчивой временной динамики параметров ЭЭГС. Алгоритм предназначен для повышения эффективности диагностики в электрокардиологии, в том числе диагностики преходящей ишемии миокарда.

Abstract. Background. The problem of increasing the informative value of electrocardiographic surveys by reconstructing the parameters of an equivalent electric heart generator (EEHG) is considered. The treatment of electrocardiosignals of multichannel electrocardiographic leads with allowance for the known coordinates of the electrodes and geometric parameters of the human torso is proposed, which makes it possible to obtain a temporal dynamics of the changes in the coordinates and the dipole moment vector of an equivalent electric dipole-type generator during a cardiocycle. **Materials and methods.** In order to increase the stability of the reconstruction results, a method for regularizing the reconstruction algorithm with an automatic determination of the regularization coefficient is considered. **Results.** Examples of calculating the regularization coefficient are presented. An estimation of the stability of reconstruction results

with the aid of finite first-order differences is proposed. The influence of the scale level of regularization on the stability of the temporal dynamics of the EEHG coordinates and on the relative error in the approximation of the electrocardiosignals by the model source is considered.

Conclusions. The examples of the operation of the regularized algorithm show the possibility of observing stable temporal dynamics of EEHG parameters. The algorithm is intended to increase the efficiency of diagnostics in electrocardiology, including the diagnosis of transient myocardial ischemia.

Ключевые слова: многоканальные электрокардиографические отведения, электрокардиосигналы, реконструкция, эквивалентный электрический генератор, дипольный момент, регуляризация.

Key words: multichannel electrocardiographic leads, electrocardiosignals, reconstruction, equivalent electric generator, dipole moment, regularization.

Введение

Одной из важных задач электрокардиологии является повышение информативности электрокардиографических (ЭКГ) обследований с помощью многоэлектродных отведений. Электрический потенциал, регистрируемый с некоторого электрода, является интегральной характеристикой электрических источников в сердце, и потому лишь качественно, оценочно связан с активностью ближайшего к электроду участка миокарда. Использование многоэлектродных отведений позволяет на количественном уровне ставить обратную задачу электрокардиологии – задачу пространственно-временной реконструкции эквивалентного электрического генератора сердца (ЭЭГС) [1, 2].

В ЭКГ широкое распространение получила дипольная концепция, согласно которой при определенных допущениях электрическую деятельность сердца можно описывать с помощью единого электрического диполя, создающего в окружающем его объемном проводнике (теле человека) электрическое поле, которое может быть зарегистрировано с помощью электродов, расположенных на поверхности тела [1, 3].

Величина дипольного момента ЭЭГС определяется площадью возбужденной поверхности миокарда, а ориентация вектора момента – средним направлением нормали к возбужденной поверхности. Визуализация движения вектора дипольного момента с учетом изменения положения источника в пространстве позволят наблюдать динамические пространственные карты электрической активности сердца в течение кардиоцикла, что способствует повышению информативности электрокардиографических обследований.

Известен способ исследования электрической активности сердца путем реконструкции эквивалентного электрического генератора сердца (ЭЭГС) дипольного типа и исследования пространственно-временных характеристик этого ЭЭГС [4]. В этом способе по измеренным ЭКС, снятым в определенных точках на поверхности торса человека, вычисляются координаты, ориентация и модуль дипольного момента (интенсивность) ЭЭГС дипольного типа. Однако некоторым недостатком этого подхода являются возможные неустойчивости в поведении координат и вектора дипольного момента этого ЭЭГС. В настоящей статье с целью снижения таких неустойчивостей рассматривается способ регуляризации алгоритма реконструкции ЭЭГС дипольного типа.

Алгоритм реконструкции

С помощью многоканального кардиоусилителя, сопряженного с ПК, в память ПК записываются электрокардиосигналы (ЭКС), снимаемые с системы электродов, распределенных на поверхности торса человека [4, 5].

С целью наблюдения временной динамики электрической активности сердца ЭЭГС дипольного типа реконструируется для каждого отсчетного момента времени кардиоцикла t_k . Исходными для реконструкции ЭЭГС для момента t_k является вектор измеренных ЭКС $U_k = (U_1(t_k), \dots, U_n(t_k), \dots, U_{N_l}(t_k))$, где $U_n(t_k)$ – ЭКС, снимаемый с n -го электрода, N_l – количе-

ство используемых электродов. Также должны быть измерены координаты электродов (x_{ln}, y_{ln}, z_{ln}) , $n \in (1, N_l)$ в системе координат торса [2].

ЭЭГС дипольного типа для всех временных отсчетов кардиоцикла t_k характеризуется вектором параметров $s_k = (x_{sk}, y_{sk}, z_{sk}, M_{xk}, M_{yk}, M_{zk})$, где (x_{sk}, y_{sk}, z_{sk}) – координаты ЭЭГС, (M_{xk}, M_{yk}, M_{zk}) – проекции вектора дипольного момента ЭЭГС.

Поскольку задача реконструкции относится к классу математически некорректных задач [6], то для ее решения необходимо решить оптимизационную задачу – найти для всех временных отсчетов кардиоцикла t_k вектор параметров ЭЭГС, при котором достигается минимум функционала

$$\Omega_\alpha = \|U_k - \tilde{U}(s_k)\|^2 + \alpha_k \|s'_k\|^2, \quad (1)$$

где $\tilde{U}(s_k) = (U_1(s_k), \dots, U_n(s_k), \dots, U_{N_l}(s_k))$, – вектор ЭКС, рассчитанных по дипольной модели ЭЭГС с вектором параметров s_k ; $U_n(s_k)$ – модельный ЭКС для n -го электрода; α_k – коэффициент регуляризации;

$$s'_k = \left(\frac{x_{sk} - x_{ce}}{R_H}, \frac{y_{sk} - y_{ce}}{R_H}, \frac{z_{sk} - z_{ce}}{R_H}, \frac{M_{xk}}{M_{HR}}, \frac{M_{yk}}{M_{HR}}, \frac{M_{zk}}{M_{HR}} \right) - \quad (2)$$

нормированный вектор параметров модели ЭЭГС; (x_{ce}, y_{ce}, z_{ce}) – координаты центра модели эпикарда пациента; R_H – усредненный радиус эпикарда; M_{HR} – модуль вектора дипольного момента ЭЭГС дипольного типа для временного отсчета максимума R -зубца кардиоцикла. Нормировка (2) необходима для того, чтобы при определении нормы вектора искомых параметров в функционале Ω_α выровнять масштабы изменения координат и проекций дипольного момента и тем самым выровнять базис многомерного поиска параметров ЭЭГС.

Поиск минимума функционала (1) с учетом (2) требует предварительных оценок параметров α_k , M_{HR} и R_H . Допустимо использовать средний анатомический радиус $R_H = 6$ см, вариабельность которого невелика. Что касается оценки важных параметров α_k и M_{HR} , то предлагается предварительно получить оценку вектора параметров ЭЭГС $s_{0k} = (x_{s0k}, y_{s0k}, z_{s0k}, M_{x0k}, M_{y0k}, M_{z0k})$ путем поиска минимума функционала

$$\Omega_0 = \|U_k - \tilde{U}(s_{0k})\|^2, \quad (3)$$

для моментов времени t_k . В итоге получаем следующие оценки параметров α_k и M_{HR} [7]:

$$M_{HR} = \sqrt{(M_{x0R})^2 + (M_{y0R})^2 + (M_{z0R})^2}; \quad (4)$$

$$\alpha_k = C_M \frac{\|U_k - \tilde{U}(s_{0k})\|^2}{(1/N_k) \sum_{k=k_{b0}}^{k_{e0}} \|s'_{0k}\|^2}, \quad (5)$$

где

$$s'_{0k} = \left(\frac{x_{s0k} - x_{ce}}{R_H}, \frac{y_{s0k} - y_{ce}}{R_H}, \frac{z_{s0k} - z_{ce}}{R_H}, \frac{M_{x0k}}{M_{HR}}, \frac{M_{y0k}}{M_{HR}}, \frac{M_{z0k}}{M_{HR}} \right), \quad (6)$$

C_M – масштабный уровень регуляризации, который влияет на баланс между слагаемыми в регуляризирующем функционале (1); k_{b0} и k_{e0} – номера временных отсчетов, соответствующих началу и концу анализируемого участка кардиоцикла; $N_k = k_{e0} - k_{b0} + 1$.

Анализ алгоритма регуляризации

В соответствии с (5) оценка коэффициента регуляризации возрастает на тех временных интервалах, где увеличивается относительная погрешность аппроксимации измеренных электрокардиосигналов модельными ЭКС

$$\delta_0 = \sqrt{\frac{\|U_k - \tilde{U}(s_{0k})\|^2}{\|U_k\|^2}}. \quad (7)$$

На рис. 1,а в качестве примера показан участок ЭКС III конечностного отведения, а на рис. 1,б – соответствующее изменение коэффициента корреляции α_k на этом же временном интервале при масштабном уровне $C_M = 1$.

Степень неустойчивости реконструкции координат дипольного ЭЭГС может быть оценена как среднеквадратическое отклонение конечных разностей координат 1-го порядка:

$$\sigma_{\Delta r} = \sqrt{\sigma_{\Delta X}^2 + \sigma_{\Delta Y}^2 + \sigma_{\Delta Z}^2}, \quad (8)$$

где, например,

$$\sigma_{\Delta X} = \sqrt{\frac{1}{k_{e0} - k_{b0}} \sum_{i=k_{b0}}^{k_{e0}-1} (\Delta X_i - \overline{\Delta X})^2}; \quad \overline{\Delta X} = \frac{1}{k_{e0} - k_{b0}} \sum_{i=k_{b0}}^{k_{e0}-1} \Delta X_i; \quad (9)$$

при этом $\Delta X_i = x_{i+1} - x_i$ – конечная разность 1-го порядка для изменения координаты x ЭЭГС, аналогично для других координат.

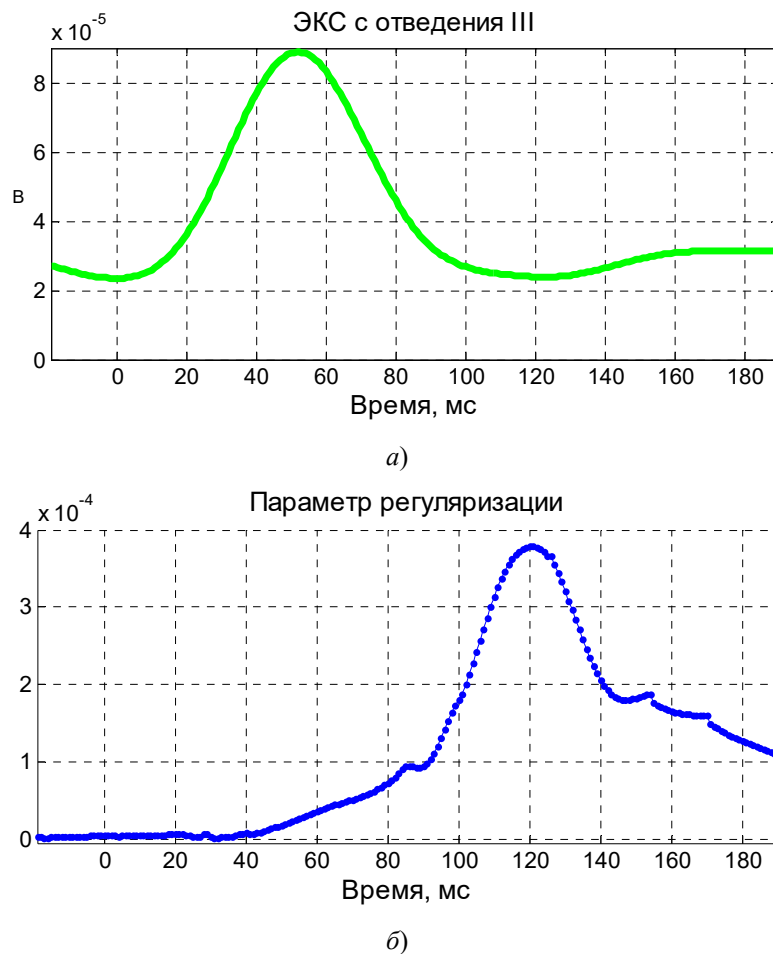


Рис. 1. Пример: а – электрокардосигнала с III отведения; б – зависимости параметра регуляризации от времени

На рис. 2 показан пример зависимости среднеквадратического отклонения конечных разностей координат от масштабного уровня регуляризации C_M , а на рис. 3 – зависимости относительной погрешности аппроксимации измеренных электрокардосигналов от C_M . Видно, что с ростом масштабного уровня регуляризации неустойчивости во временной динамике реконструируемых координат дипольного источника заметно снижаются, однако при этом относительная погрешность аппроксимации измеренных ЭКС возрастает. Поэтому масштабный уровень регуляризации следует выбирать из компромиссных соображений. Практика показывает, что приемлемые результаты реконструкции наблюдаются при $C_M \in (0,8; 1,5)$.

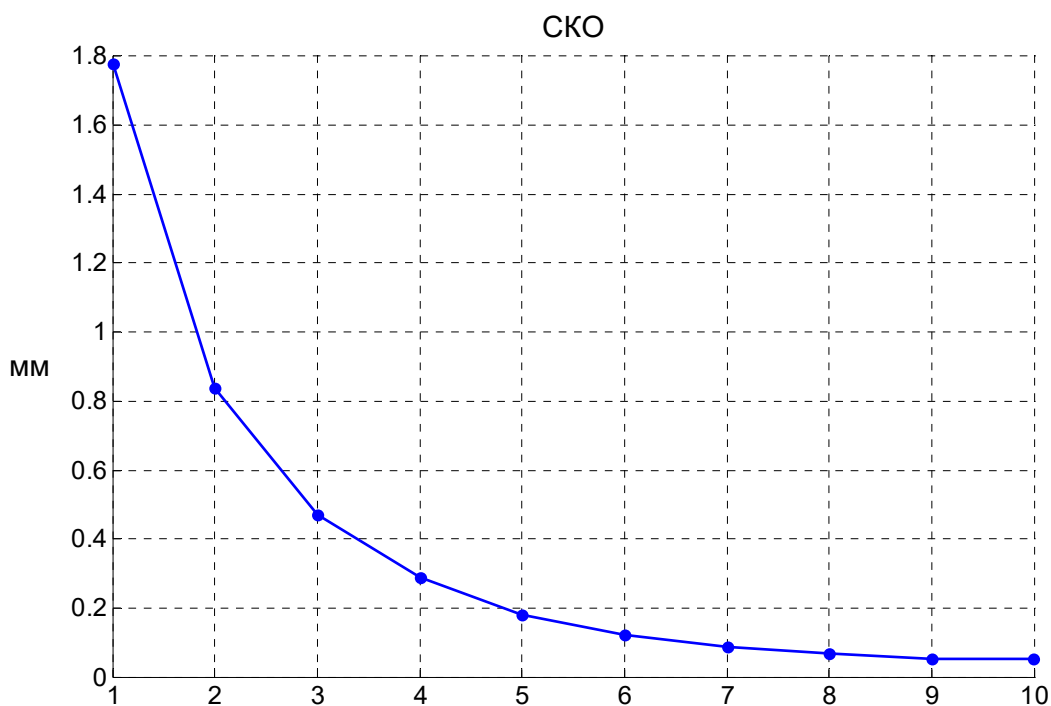


Рис. 2. Зависимость среднеквадратического отклонения конечных разностей 1-го порядка $\sigma_{\Delta r}$ от масштабного уровня регуляризации

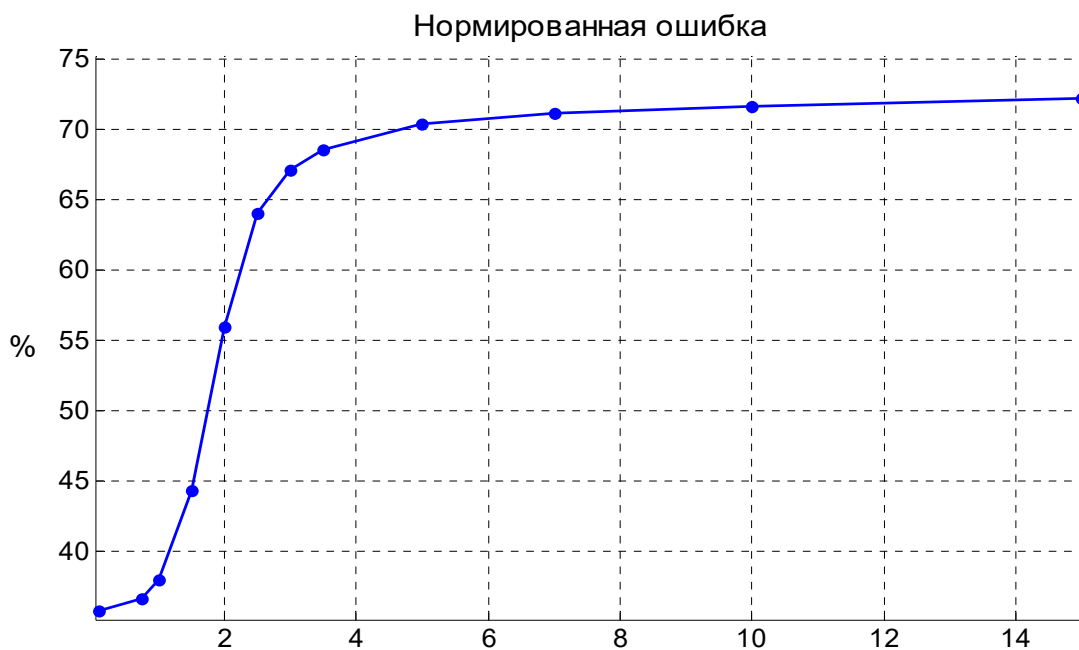


Рис. 3. Зависимость относительной ошибки аппроксимации измеренных ЭКС от масштабного уровня регуляризации

Пример реальных временных зависимостей реконструированных координат ЭЭГС дипольного типа представлен на рис. 4 и 5. Здесь координата x изменяется вдоль линии плеч в направлении от левого к правому плечу, а координата y изменяется в горизонтальной плоскости в направлении от спины к груди. Для привязки к фазам кардиоцикла показаны вертикальные прямые для моментов времени вершины R -зубца, середины ST -сегмента и вершины T -зубца соответственно.

На рис. 4 и 5 для сравнения представлена динамика изменения координат ЭЭГС, полученная при реконструкции без регуляризации ($C_M = 0$) и с регуляризацией по алгоритму, представленному формулами (1)–(6) с масштабным уровнем $C_M = 0,8$. Можно наблюдать заметное повышение устойчивости результатов реконструкции.

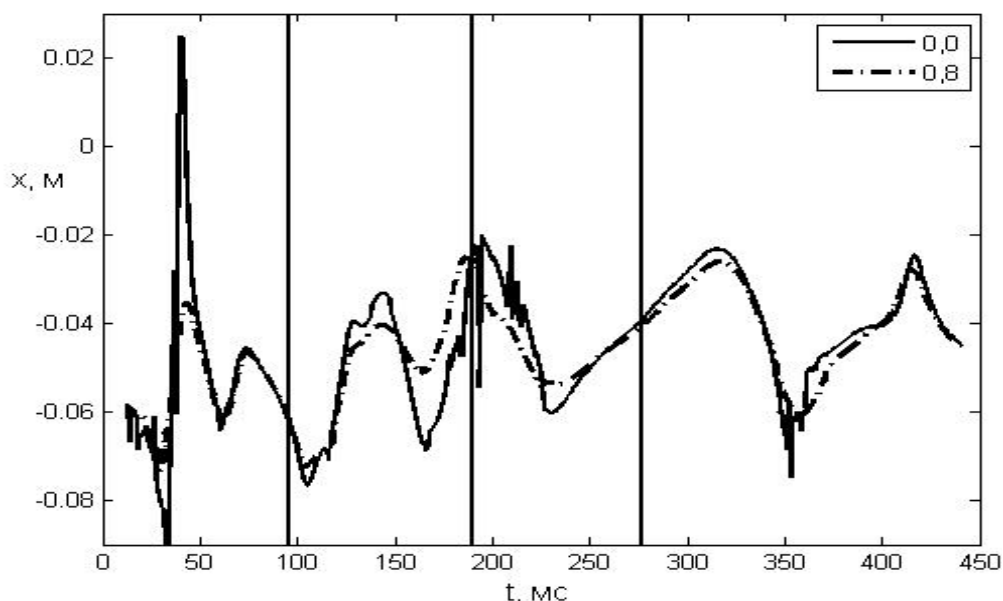


Рис. 4. Зависимость x координаты ЭЭГС от времени без проведения регуляризации ($C_M = 0$) и с регуляризацией ($C_M = 0,8$); показаны вертикальные прямые для моментов вершины R -зубца, середины ST -сегмента и вершины T -зубца соответственно

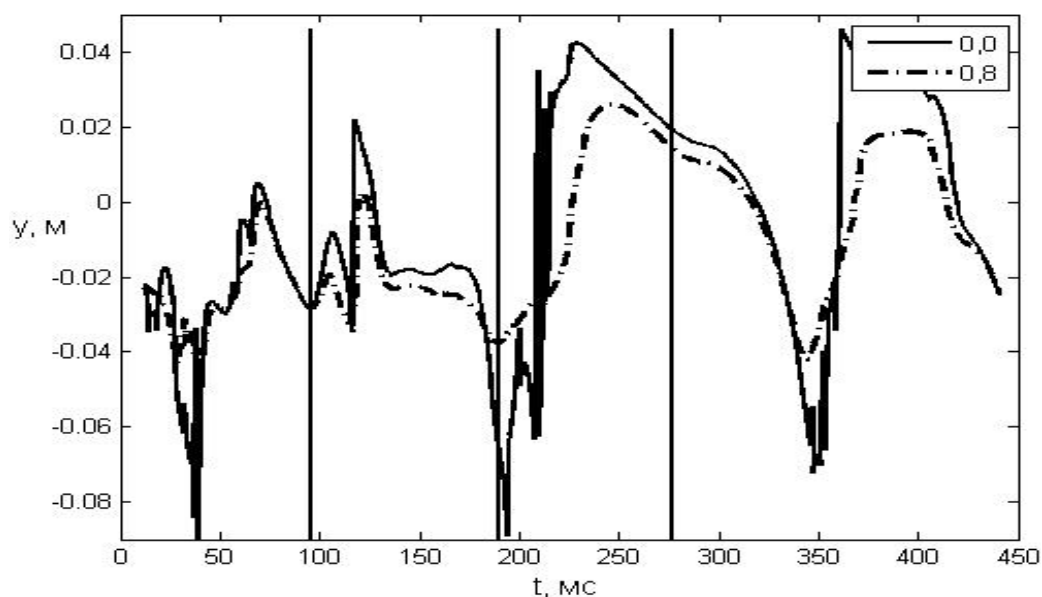


Рис. 5. Зависимость y координаты ЭЭГС от времени без проведения регуляризации ($C_M = 0$) и с регуляризацией ($C_M = 0,8$); показаны вертикальные прямые для моментов вершины R -зубца, середины ST -сегмента и вершины T -зубца соответственно

Заключение

Таким образом, предложенный подход к регуляризации способа реконструкции эквивалентного электрического генератора сердца дипольного типа позволяет наблюдать устойчивую динамику изменения координат и вектора дипольного момента сердца в течение кардиоцикла, что дает информацию о движении и ориентации волн электрической активности миокарда.

Библиографический список

1. *Титомир, Л. И.* Неинвазивная электрокардиотопография / Л. И. Титомир, В. Г. Трунов, Э. А. И. Айду. – М. : Наука, 2003.
2. Reconstruction of equivalent electrical sources on heart surface / G. V. Zhikhareva, M. N. Kramm, O. N. Bodin, R. Seepold, A. I. Chernikov, Y. A. Kupriyanova, N. A. Zhuravleva // 6th International Work-Conference, IWBBIO 2018. – Granada, Spain, 2018. – Part I.
3. Comprehensive Electrocardiology / P. W. Macfarlane, A. van Oosterom, O. Pahlm, P. Kliffeld, M. Janse, J. Camm : 2nd edn. – London : Springer, 2011. – Chapter 9. – P. 2291.
4. Пат. № 2448643 РФ. Электрокардиограф с измерением координат и параметров источника электрической активности сердца / Лебедев В. В., Крамм М. Н., Жихарева Г. В., Винокуров Д. С., Филонов Д. В., Стрелков Н. О. – 2012.
5. *Zhikhareva, G.* Reconstruction of Current Sources of Heart in the ECG Inverse Problem / G. Zhikhareva, M. Kramm. – Saarbrücken : LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012.
6. *Леонов, А. С.* Решение некорректно поставленных обратных задач: Очерк теории, практические алгоритмы и демонстрации в МАТЛАБ / А. С. Леонов. – М. : Либроком, 2010. – 336 с.
7. Пат. № 2651068 РФ. Способ неинвазивного определения электрофизиологических характеристик сердца / Бодин О. Н., Бодин А. Ю., Жихарева Г. В., Крамм М. Н., Палютина Ю. А., Стрелков Н. И., Черников А. И. – 2018.

Крамм Михаил Николаевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра основ радиотехники,
Национальный исследовательский университет
«МЭИ»
(Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14)
E-mail: KrammMN@mail.ru

Kramm Mikhail Nikolayevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio engineering fundamentals,
National Research University «MPEI»
(14 Krasnokazarmennaya street, Moscow, Russia)

УДК 617-7

Крамм, М. Н.

Регуляризация способа реконструкции эквивалентного электрического генератора сердца дипольного типа / М. Н. Крамм // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 3 (25). – С. 86–92. – DOI 10.21685/2307-5538-2018-3-11.