

Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 681.518

ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИАЛЬНЫХ И ОСЕВЫХ СМЕЩЕНИЙ ТОРЦОВ ЛОПАТОК РАБОЧЕГО КОЛЕСА ТУРБИНЫ¹

С.Ю. Боровик, М.М. Кутейникова, Ю.Н. Секисов, О.П. Скобелев

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
«Институт проблем управления сложными системами Российской академии наук»
Россия, 443020, г. Самара, ул. Садовая, 61

Исследуются погрешности дискретизации системы измерения радиальных и осевых смещений торцов турбинных лопаток сложной формы, в которой реализованы кластерные методы измерения, предусматривающие применение одновитковых вихре-токовых датчиков с чувствительными элементами в виде отрезка проводника. Приводятся результаты исследований погрешности дискретизации в заданных диапазонах изменений частоты импульсного питания и скорости вращения рабочего колеса. Получены результаты аналогичных исследований, отличающихся применением в системе алгоритмов аппроксимации дискретных отсчетов в окрестности экстремума и вычисления экстремальных значений. Показано, что применение алгоритмов аппроксимации выбранных значений кодов с последующим вычислением экстремальных значений полученной аппроксимирующей функции позволяет существенно уменьшить максимально возможные погрешности.

Ключевые слова: лопатки сложной формы, одновитковый вихре-токовый датчик, методы измерения, погрешность дискретизации, период импульсного питания, скорость вращения, аппроксимация.

Известны кластерные методы измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы, применяемых в турбинах газотурбинных двигателей (сечение в торцевой части таких лопаток плоскостью перпендикулярной оси лопатки имеет ярко выраженную серповидную форму, а плоскостью параллельной ее оси – U-образную из-за наличия выступов боковых поверхностей). Методы предусматривают применение высокотемпературных одновитковых вихре-токовых датчиков (ОВТД) с чувствительными элементами (ЧЭ) в виде отрезка проводника [1], размещаемых непосредственно в проточной части турбины. Два ОВТД образуют кластер, причем рассматриваемые методы отличаются

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант №14-08-00802).

Сергей Юрьевич Боровик (д.т.н.), ведущий научный сотрудник.

Марина Михайловна Кутейникова, научный сотрудник.

Юрий Николаевич Секисов (д.т.н.), заведующий лабораторией.

Олег Петрович Скобелев (д.т.н., проф.), главный научный сотрудник.

местом размещения кластера относительно торцевой части лопатки и углом разворота ЧЭ относительно направления вращения рабочего колеса с установленными на нем лопатками.

Согласно первому методу (meth 1) ОВТД размещаются вблизи хвостовой части лопатки, а ЧЭ развернуты на угол $30\div 60$ град. против часовой стрелки относительно направления вращения рабочего колеса. При этом прохождение лопаткой ЧЭ сопровождается уменьшением индуктивности ЧЭ и ее минимум является информативным параметром [2, 3].

В соответствии со вторым методом (meth 2) ОВТД размещены вблизи головной части лопатки, а ЧЭ развернуты на 60 град. по часовой стрелке относительно направления вращения рабочего колеса, причем прохождение лопаткой ЧЭ сопровождается «эффектом двоения» минимальных значений индуктивности ЧЭ и в качестве информативного параметра выбирается наименьший из двух минимумов [4, 5].

При этом преобразование индуктивности ЧЭ в напряжение и цифровой код завершается к моменту окончания импульса питания измерительной цепи (ИЦ) с включенными в нее ОВТД и вновь повторяется в ответ на следующий импульс через время T_n – период их следования или шаг дискретизации преобразуемой индуктивности ЧЭ. В идеале, т. е. при $T_n \rightarrow 0$, экстремальные значения кодов соответствуют информативным минимумам индуктивностей ЧЭ.

В реальных условиях вполне ожидаемо появление погрешности дискретизации при увеличении шага дискретизации (T_n) и дополнительный ее рост при увеличении скорости вращения рабочего колеса. Однако количественные оценки таких погрешностей, связанных с изменением периода импульсного питания (его частоты), а также скорости вращения рабочего колеса, в публикациях, посвященных кластерным методам и средствам измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток в турбине, до сих пор отсутствуют. Настоящая статья призвана восполнить существующий пробел.

В статье уточняется определение погрешности дискретизации применительно к кластерным методам и их реализациям, приводятся результаты исследований погрешности дискретизации в заданных диапазонах изменений частоты импульсного питания и скорости вращения рабочего колеса в предположении использования в системе измерения как meth 1, так и meth 2. Кроме того, получены результаты аналогичных исследований, отличающихся применением в системе алгоритмов аппроксимации дискретных отсчетов в окрестности экстремума и вычисления экстремальных значений.

Погрешности дискретизации

Если период повторения импульсов питания (T_n) и их длительность (Δt) минимальны ($T_n, \Delta t \rightarrow 0$), то функции изменения кодов АЦП во времени $S(t)$ можно считать практически непрерывными (однако труднореализуемыми и существующими только в идеале).

Рис. 1 иллюстрирует процесс дискретизации с конечным шагом T_n , отличающимся по величине в предположении одинаковой скорости вращения рабочего колеса (рис. 1, а, б), и, напротив, с постоянным периодом (T_n), но на другой (более высокой) скорости вращения (рис. 1, а, в). Предполагается также, что в ИЦ и системе измерения реализован meth 1. Идеализированные функции $S(t)$ показаны пунктиром, а их экстремумы обозначены S_3^H . Там же показаны дискретные зна-

чения функции, в т. ч. ближайšie по значению к $C_3^И$, причем равноудаленные от него по времени (на $T_{п}/2$), что соответствует наибольшей разности реальных экстремумов $C_3^Р$ и идеального $C_3^И$. Эту разность и предлагается далее использовать для оценки погрешностей дискретизации, связанных с изменениями периода импульсного питания и скорости вращения рабочего колеса:

$$\Delta = C_3^И - C_3^Р \quad (1)$$

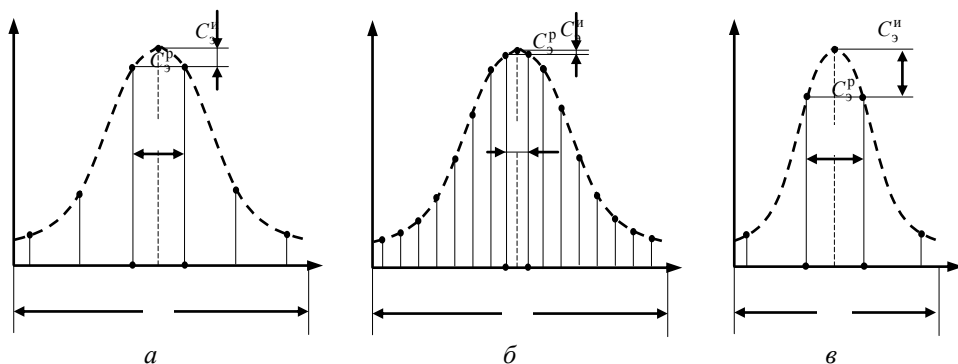


Рис. 1. Погрешности, связанные с изменением периода импульсного питания при постоянной скорости вращения рабочего колеса (а, б) и с изменением скорости его вращения при постоянном периоде импульсного питания (а, в)

Как уже отмечалось, при неизменной скорости вращения рабочего колеса погрешность Δ уменьшается с повышением частоты импульсного питания (уменьшением периода $T_{п}$) (рис. 1, а, б). Однако погрешность возрастает с повышением скорости вращения рабочего колеса при постоянной частоте (периоде) импульсного питания (рис. 1, а, в).

Вместе с тем (что также отмечалось во введении) при обработке данных, полученных в системе измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток, применяются алгоритмы аппроксимации дискретных отсчетов с выхода АЦП. При этом за информативное значение кода принимается экстремум аппроксимирующей функции ($C_3^а$). Тогда искомая погрешность будет определяться разностью $C_3^И$ и $C_3^а$:

$$\Delta_a = C_3^И - C_3^а \quad (2)$$

Оценки погрешностей по экстремальным значениям кодов без использования аппроксимации

Для исследования семейства функций преобразования (ФП) ИЦ с включенными в нее ОВТД (в составе кластера) используется модель, исходными данными для которой являются результаты моделирования электромагнитного взаимодействия ЧЭ с торцевой частью лопатки [6, 7]². В оценках же искомых погреш-

² ФП ИЦ – зависимости кодов от координат смещений торцов лопаток x, y, z в системе отсчета $OXYZ$, где ось X направлена вдоль оси рабочего колеса, ось Y – в радиальном направлении, а ось Z – в направлении вращения. Начало отсчета (точка O) находится на внутренней поверхности статора.

ностей использованы промежуточные результаты моделирования семейства ФП – зависимости цифровых кодов на выходе ИЦ от координаты z ($C(z)$) для нахождения экстремальных значений этой функции.

Функции $C(z)$, вычисленные на модели ИЦ с очень малым шагом по времени (эквивалент в линейном выражении по z до 0,05 мм), можно считать идеальными ($C^И(t)$), а их экстремумы $C_3^И$. Вместе с тем, функции $C^И(t)$ можно использовать для определения дискретных значений кода при любом выбранном шаге дискретизации, включая коды $C_3^Р$.

На рис. 2 в безразмерном виде представлена зависимость $C^И(z)/C_3^И$, полученная на модели ИЦ (предполагается, что в ИЦ реализован meth 1). Рабочее колесо имеет радиус 0,5 м, число лопаток – 100, скорость вращения изменяется от 3000 до 21000 об/мин, а частота импульсного питания – от $1 \cdot 10^6$ до $10 \cdot 10^6$ Гц (период (T_n) от $1 \cdot 10^{-6}$ до $0,1 \cdot 10^{-6}$ с).

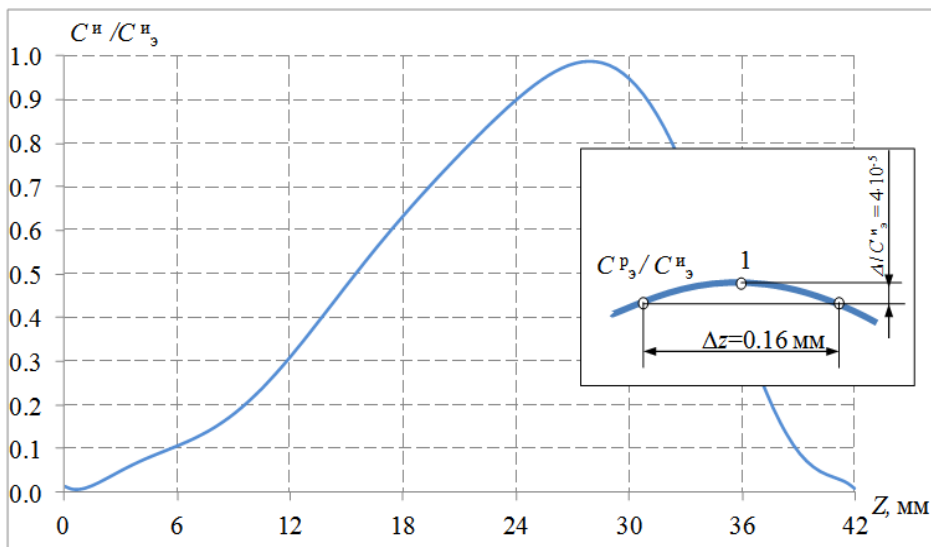


Рис. 2. Зависимость $C^И(z)/C_3^И$ (meth 1) и пример количественной оценки погрешности $\Delta/C_3^И$ («апликация»)

Пусть скорость вращения рабочего колеса 3000 об/мин. Тогда период вращения $T_0=20 \cdot 10^{-3}$ с, а время τ_0 равно $200 \cdot 10^{-6}$ с, причем в линейном выражении τ_0 соответствует шагу установки лопаток $z_n=31,4$ мм.

Если частота импульсного питания $1 \cdot 10^6$ Гц и период T_n (т. е. шаг дискретизации) составляет $1 \cdot 10^{-6}$ с, то число отсчетов k за время τ_0 составит 200, а шаг дискретизации в линейном выражении будет равен $\Delta z = z_n/k$, т. е. 0,16 мм. Для найденного шага ($\Delta z_1=0,16$ мм) на функции $C^И(z)/C_3^И$ (рис. 2) в соответствии с рис. 1 и формулой (1) вычисляется максимальная приведенная погрешность:

$$\delta = \frac{\Delta}{C_3^И} \cdot 100\%. \quad (3)$$

Для указанных выше исходных данных и приведенных результатов моделирования погрешность $\delta=0,004\%$ (рис. 2, «аппликация»).

Результаты расчета погрешности δ для остальных значений частоты импульсного питания (f_n) и скорости вращения рабочего колеса (n_{pk}) в указанных ранее диапазонах изменений представлены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что при реализации meth 1 погрешность δ невелика и даже при минимальной частоте f_n и наибольшей скорости вращения n_{pk} не превышает $0,23\%$. При этом увеличение погрешности связано с увеличением шага дискретизации в линейном выражении до $1,1\text{ мм}$.

Аналогичные исследования погрешностей, связанных с изменениями f_n и n_{pk} , были проведены в предположении реализации meth 2.

На рис. 3 представлена функция $C^H(z)/C_3^H$, полученная на модели ИЦ (meth 2) для условий, когда наблюдается максимальный «разбаланс» экстремальных значений, причем наибольший из экстремумов характеризуется самыми крутыми фронтами и острой вершиной, что, в свою очередь, приводит к увеличению искомых погрешностей.

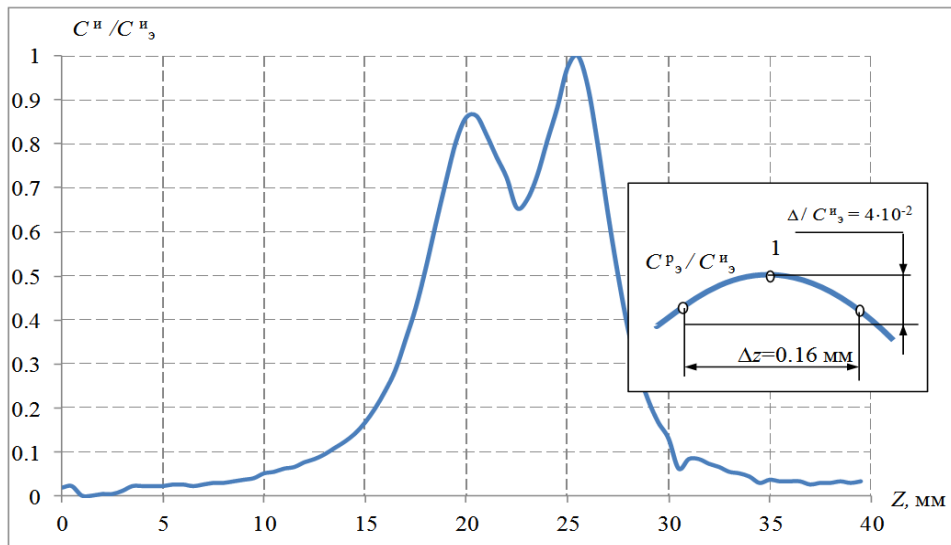


Рис. 3. Зависимость $C^H(z)/C_3^H$ (meth 2) и пример количественной оценки погрешности Δ/C_3^H («аппликация»)

Расчет погрешностей выполнялся для тех же значений исходных данных, что и для meth 1, в т. ч. для частоты f_n и скорости вращения n_{pk} . Результаты расчетов приведены в табл. 2.

Из табл. 2, как и ожидалось, видно уменьшение погрешности δ с увеличением f_n и, напротив, ее рост с повышением скорости вращения n_{pk} . Однако максимум погрешности при реализации meth 2 достигает примерно $4\%^3$ и более чем на порядок превышает аналогичную погрешность при реализации meth 1.

³ Эта же погрешность ($\Delta/C_3^H \approx 0,04$) показана на рис. 3 в виде «аппликации».

Таблица 1

Погрешности δ (в %) в зависимости от частоты f_n и скорости вращения n_{pk} (meth 1)

n_{pk} , об/мин	f_n , Гц		
	$1 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$
3000	0,004	0,0003	0,000004
6000	0,002	0,002	0,0001
9000	0,004	0,004	0,0003
12000	0,007	0,008	0,001
15000	0,12	0,001	0,001
18000	0,17	0,002	0,001
21000	0,23	0,003	0,002

Таблица 2

Погрешности δ (в %) в зависимости от частоты f_n и скорости вращения n_{pk} (meth 2)

n_{pk} , об/мин	f_n , Гц		
	$1 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$
3000	0,08	0,01	0,00004
6000	0,33	0,03	0,002
9000	0,75	0,08	0,01
12000	1,33	0,14	0,01
15000	2,06	0,23	0,02
18000	2,93	0,33	0,03
21000	3,93	0,45	0,04

Оценка погрешностей при использовании алгоритмов аппроксимации кодов

Для оценки таких погрешностей используются те же результаты моделирования ИЦ, представленные в виде зависимостей $C^H(z)/C_3^H$ на рис. 2 (meth 1) и рис. 3 (meth 2). По ним же определяются как экстремальные значения, так и значения выбранных кодов, найденных для вычисляемых значений шага дискретизации в линейном выражении, полученные по заданным частотам импульсного питания (f_n) и скоростей вращения рабочего колеса (n_{pk}) (см. табл. 1, 2).

Для аппроксимации выбранных кодов в ИЦ и системе измерения, реализующей meth 1, в работе [8] предлагается использовать алгоритм, предусматривающий применение ортогональных полиномов Чебышева I рода. Погрешность вычисляется по формуле (3), где вместо Δ согласно (2) подставляется Δ_a .

Результаты расчетов показывают, что погрешность δ сравнительно равномерно распределена в диапазоне изменений частоты f_n от $1 \cdot 10^6$ до $10 \cdot 10^6$ Гц и скорости n_{pk} от 3000 до 21000 об/мин и не превышает 0,006 % (максимально возможная погрешность δ без использования алгоритма аппроксимации была в десятки раз больше, достигая 0,23 %).

Для аппроксимации выбранных кодов в ИЦ и системе измерения, реализующих meth 2, в работе [9] предлагается алгоритм, предусматривающий использование в качестве аппроксимирующей функции квадратичной параболы с последующим аналитическим определением координат ее экстремального значения (вершины параболы). Расчет погрешности δ ведется по формуле (3) аналогично расчетам, приведенным выше (при тех же исходных данных, включая f_n и n_{pk}). Его результаты, представленные на рис. 4 в виде графиков функций $\delta(f_n, n_{pk})$, показывают снижение погрешностей δ на несколько порядков (до 0,07 %) на минимальной частоте f_n и максимальной скорости вращения n_{pk} . Для наглядности на том же рис. 4 совмещены графики функций $\delta(f_n, n_{pk})$, полученные с использованием аппроксимации и без нее.

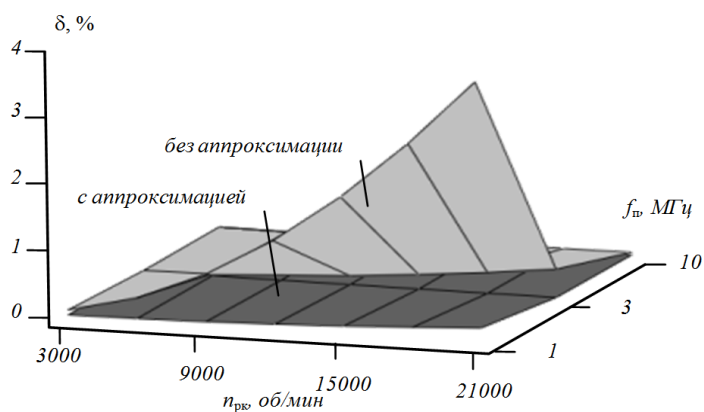


Рис. 4. Погрешность $\delta(f_{п}, n_{pк})$ при использовании аппроксимации и без нее (meth 2)

В то же время следует отметить, что применительно как к meth 1, так и к meth 2 на малых скоростях вращения (до 3000 об/мин) и частоте питания выше 3 МГц вряд ли целесообразно применение алгоритмов аппроксимации, так как выигрыш в точности определения экстремума будет небольшим при значительном усложнении обработки данных и сопутствующем увеличении требуемых вычислительных ресурсов и временных затрат.

Заключение

Исследованы погрешности дискретизации системы измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы, в которой реализованы кластерные методы измерения (meth 1 и meth 2), предусматривающие применение ОВТД с ЧЭ в виде отрезка проводника. Искомые погрешности определяются как разность экстремальных значений цифровых кодов, полученных в идеальной ИЦ (с периодом и длительностью импульсов питания, стремящихся к нулю), и кода в реально существующей ИЦ в процессе моделирования зависимости кодов от координаты z при заданных значениях координат x и y . Показано, что в диапазоне изменения частоты импульсного питания от $1 \cdot 10^6$ до $10 \cdot 10^6$ Гц и скорости вращения рабочего колеса от 3000 до 21000 об/мин погрешности дискретизации не превышают 0,2 % для meth 1 и достигают почти 4 % meth 2. Показано также, что применение алгоритмов аппроксимации выбранных значений кодов с последующим вычислением экстремальных значений полученной аппроксимирующей функции позволяет существенно уменьшить максимально возможные погрешности – до 0,006 % для meth 1 и до 0,07 % для meth 2.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кутейникова М.М., Райков Б.К., Скобелев О.П. Конструктивные разновидности высокотемпературных одновитковых вихретоковых датчиков // Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Тр. XIV Междунар. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2012. – С. 595–601.
2. Патент 2457432 РФ, МКИ G 01 В 7/14. Способ измерения радиальных зазоров и осевых смещений торцов лопаток рабочего колеса турбины / Бельский Л.Б., Кутейникова М.М., Райков Б.К., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П. № 2010154771/28; Заяв. 30.12.10; Оpubл. 27.07.12, бюл. № 21.
3. Боровик С.Ю., Кутейникова М.М., Райков Б.В., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П. Измерение радиальных зазоров между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью одновитковых вихретоковых датчиков // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2013. –

- № 10. – С. 38–46.
4. *Боровик С.Ю., Кутейникова М.М., Райков Б.К., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П.* Метод измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы с повышенной чувствительностью и в расширенном диапазоне // *Автометрия*. – 2015. – № 3. – С. 104–112.
 5. Патент 2556297 РФ, МПК G01B7/14. Способ измерения радиальных зазоров и осевых смещений торцов рабочих лопаток турбины / *Кутейникова М.М., Райков Б.К., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П.* №2013147336/28; Заяв. 23.10.13; Оpubл. 10.07.2015, бюл. № 19.
 6. *Кутейникова М.М., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П.* Модель электромагнитного взаимодействия чувствительного элемента одновиткового вихрекового датчика с торцом лопатки сложной формы // *Проблемы управления и моделирования в сложных системах*: Тр. XV Междунар. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2014. – С. 692-696.
 7. *Боровик С.Ю., Кутейникова М.М., Секисов Ю.Н., Скобелев О.П.* Модель измерительной цепи с переменными во времени эквивалентными индуктивностями одновитковых вихрековых датчиков // *Проблемы управления и моделирования в сложных системах*: Тр. XVI Междунар. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2013. – С. 627-635.
 8. *Белопухов В.Н., Боровик С.Ю.* Алгоритм поиска экстремальных значений кодов в системе измерения радиальных и осевых смещений лопаток сложной формы // *Проблемы управления и моделирования в сложных системах*: Тр. XV Междунар. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2013. – С. 650–654.
 9. *Белопухов В.Н., Боровик С.Ю., Кутейникова М.М.* Определение экстремума функции изменения кодов в системе измерения радиальных и осевых смещений торцов лопаток сложной формы // *Проблемы управления и моделирования в сложных системах*: Тр. XVII Междунар. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2015. – С. 679-680.

Статья поступила в редакцию 1 марта 2016 г.

DISCRETIZATION ERRORS IN THE SYSTEMS FOR MEASURING OF TURBINE BLADES TIPS' RADIAL AND AXIAL DISPLACEMENTS⁴

S.Yu. Borovik, M.M. Kuteynikova, Yu.N. Sekisov, O.P. Skobelev

Institute for the Control of Complex Systems of Russian academy of sciences
61, Sadovaya st., Samara, 443020, Russian Federation

The discretization errors in the systems for measuring of turbine blades tips' radial and axial displacements are considered. Systems are realized cluster methods that are based on using of single-coil eddy-current sensors with sensitive elements made as a conductor strip. The results of discretization error investigation in the set range of measuring circuit pulse power supply period and turbine impeller's rotation speed are given. The same results, but using a sampling approximation in extremum vicinity and calculating the extremum were obtained too. The results show that using approximation algorithms with further extremum calculating allows for a significant decrease in the highest possible discretization error.

Keywords: *complex shaped blades, single-coil eddy-current sensor, measuring methods, discretization error, pulse power supply period, rotation speed, approximation.*

⁴ *This work was supported by grant #14-08-00802 from the Russian Foundation for Basic Research.*

Sergey Yu. Borovik, Doctor of Engineering Sciences, Leading Researcher.

Marina M. Kuteynikova, Research fellow.

Yuriy N. Sekisov, Doctor of Engineering Sciences, Head of Laboratory

Oleg P. Skobelev, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Chief Scientist.

УДК 550.83:553.98:556.3

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭФФЕКТА ХОЛЛА ПРИ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЯХ МЕТОДОМ ВЫЗВАННОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Е.В. Гусева, С.А. Корчагин, Ю.В. Трошенков, В.Е. Чемоданов

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Отмечено, что искривление траектории движущегося в магнитном поле носителя тока может влиять на скорость и степень объемного разделения зарядов, происходящего в порах горной породы при ее поляризации проходящим током. При этом повышение извилистости траектории носителя тока, происходящее из-за действия эффекта Холла и отражения носителя от стенок порового капилляра, приводит к увеличению удельного электрического сопротивления породы. Это ведет к уменьшению силы диффузионных токов, сопровождающих процесс релаксации, и, как следствие, увеличению характерного времени релаксации образовавшихся при поляризации локальных объемных зарядов. Приведена оценка величины изменения извилистости траектории носителя тока по сравнению с извилистостью порового капилляра. Показано также, что величины необходимых для исследований магнитных полей вполне достижимы в настоящее время. Обоснована перспективность исследования электрохимических свойств горных пород с использованием магнитного поля для уточнения теории эффекта вызванной поляризации и скважинных исследований.

Ключевые слова: *вызванная поляризация, индукция магнитного поля, эффект Холла, удельное электрическое сопротивление, электрическая извилистость.*

Свойство горных пород (ГП) изменять распределение зарядов при протекании постоянного тока и восстанавливать существовавшее равновесное распределение после его выключения известно уже давно и лежит в основе геофизического метода, известного как метод вызванной поляризации (ВП). Его использование началось с тридцатых годов прошлого века, а пик изучения явления ВП приходится, по-видимому, на 1950-1960 годы.

Из-за многообразия и сложности зависящих от многих факторов явлений, возникающих в ГП при прохождении через нее постоянного тока, в настоящее время используется феноменологическая теория, в которой полагается, что релаксация вызванной поляризации происходит по экспоненциальной или гиперболической зависимости от времени для любых пород, независимо от вида их проводимости (электронная, дырочная, ионная).

Это позволяет разделять породы по величинам параметров упомянутых зависимостей, подбираемых по наилучшему согласию с данными измерений, и оказывается достаточным для практики использования метода ВП при геофизических исследованиях в скважинах [1-3].

Екатерина Владимировна Гусева, ассистент кафедры геологии и геофизики.

Степан Алексеевич Корчагин, ст. преподаватель кафедры геологии и геофизики.

Юрий Владимирович Трошенков, инженер.

Владимир Евгеньевич Чемоданов, доцент кафедры геологии и геофизики.

Общим для вызванной поляризации пород разного типа является также и то, что с возрастанием плотности поляризующего тока потенциалы вызванной поляризации (induced polarization) U_{IP} сначала быстро возрастают, выходя на медленное возрастание и насыщение с дальнейшим повышением плотности тока.

При выключении поляризующего тока происходит быстрое, а затем более медленное убывание U_{IP} со временем. В зависимости от минералогического состава и сопротивления среды время релаксации составляет от нескольких минут до часов. На практике при измерениях обычно используется интервал зарядки длительностью десятки миллисекунд, релаксации (разрядки) – сотни миллисекунд.

Вследствие отмеченного выше при увеличении, а затем при уменьшении плотности тока J_{IP} в интервале $[-J_{MAX}, J_{MAX}]$ наблюдается гистерезисный ход кривой $U_{IP} = f(J)$.

При проведении работ методом ВП регистрируется параметр, характеризующий способность породы к созданию вызванных потенциалов, – вызванная электрохимическая активность

$$A_I = U_{IP} / U_{PC},$$

где U_{PC} – напряжение, создаваемое проходящим поляризующим током; в породах, содержащих электронно-проводящие включения, оно достигает 0,5.

Однако механизмы возникновения потенциалов вызванной поляризации у пород с разным типом проводимости различаются [1-3]. Кратко опишем основные из них.

Для пород с электронной проводимостью, содержащих сульфиды, окислы железа, самородные металлы, каменные угли с заметным содержанием графита, характерна электродная (или электролитическая) поляризация [1].

Выделяющиеся при прохождении тока через насыщающие породу растворы-электролиты продукты электролиза (газы), концентрируясь вблизи поверхности минералов с электронной проводимостью, образуют гальванические микроэлементы с газовыми электродами. При этом знаки заряда на поверхности микроучастка с электронной проводимостью различны: на участке входа тока знак положительный (концентрируется катион водорода), а на участке выхода тока знак отрицательный (концентрируются анионы хлора, кислорода и др.).

Другим основным механизмом ВП является так называемая объемная поляризация, характерная для ГП с ионной проводимостью.

Возникновение поляризации здесь связано с деформацией двойного электрического слоя под действием проходящего поляризующего тока, а также с образованием микроскопических объемов с различной концентрацией заряда (ионов) вследствие влияния тока на числа переноса ионов в порах разных сечений. Эта концентрационная неоднородность развивается за доли секунды, спад же ее длится несколько секунд.

Электрохимическая активность для таких пород, не содержащих электронно-проводящих включений (это в основном породы с повышенной глинистостью, а также с порами трещинного и межкристаллического типа), составляет первые проценты. При этом чистые незаглинизированные пески и песчаники имеют низкую активность, как и чистые глины.

В ионопроводящих ГП ток течет только в жидкой фазе, то есть вектор напряженности электрического поля направлен параллельно (а не «поперек») двойному электрическому слою (возникающему из-за адсорбции ионов поровой поверхностью), вследствие чего явление ВП проявляется слабее, чем в случае

электролитической поляризации, когда ток может течь и поперек двойных электрических слоев.

Далее обсудим возможность применения эффекта Холла в постоянном магнитном поле, с помощью которого можно управлять направлением движения ионов в процессе прохождения тока.

Возможности дополнительного управления процессами образования и разрядки вызванной поляризации с помощью эффекта Холла

Эффект Холла [5] – это возникновение в объеме с током плотностью \vec{J} , помещенном в магнитное поле с индукцией \vec{B} , электрического поля в направлении, перпендикулярном векторам \vec{J} и \vec{B} . Он обусловлен тем, что на носители тока (ионы в ионопроводящих ГП) в магнитном поле действует сила Лоренца \vec{F} , задаваемая формулой $\vec{F} = Q[\vec{v} \vec{B}]$, где \vec{v} – скорость иона. Вследствие этого в первоначально нейтральном объеме в направлении вектора \vec{F} возникает повышенная концентрация положительных ионов, а в противоположном направлении – отрицательных.

Как упоминалось, направленное движение ионов при прохождении тока происходит по поровым капиллярам, представляющих собой линейные цепочки связанных между собой пор разного поперечного размера (т. е. диаметр порового капилляра переменный). Эта цепочка-капилляр состоит из пор, находящихся наиболее близко к линии тока поля вектора \vec{J} .

Вследствие эффекта Холла в таком капилляре происходит искривление траектории движения иона, тем большее, чем больше скорость иона и индукция магнитного поля \vec{B} .

К настоящему времени наиболее обоснована диффузионная модель образования вызванной поляризации [3], предложенная А.Ф. Постельниковым и развитая Д.А. Фридрихсбергом и М.П. Сидоровой. Согласно этой модели, в цепочке из цилиндрических капилляров переменного сечения, в местах изменения сечения возникают локальные неоднородности концентрации ионов определенного знака. Это обусловлено различием подвижностей в узких (активных) и широких (пассивных) капиллярах, что приводит к образованию локальных заряженных участков вблизи мест сопряжения узких и широких капилляров при прохождении через ГП электрического тока (т. е. наличии направленного движения ионов).

Эффект тем больше, чем больше сила тока и чем больше разница в сечениях граничащих участков в капилляре.

Из-за этого в каждой из элементарных ячеек, объединяющих узкий и широкий капилляр, создается вторичная диффузионная электродвижущая сила (ЭДС), возникающая из-за разности в подвижностях ионов и зависящая от диаметров поровых капилляров [3].

После выключения тока разделившиеся указанным образом заряды возвращаются в исходное состояние, и возникшая разность потенциалов, спадая во времени, создает ток вызванной поляризации. Этот релаксационный ток связан с электропроводностью среды. Экспериментальные наблюдения свидетельствуют, что поляризуемость пород одного и того же литологического состава возрастает с ростом удельного сопротивления, так как при этом замедляется процесс диффузии зарядов, увеличивая тем самым время спада вызванной поляризации [2].

Как ранее указывалось, при действии на ток, создаваемый движением ионов, постоянного магнитного поля происходит искривление траекторий движения ионов. Тем самым повышается характеристика электрической извилистости поровых капилляров породы во столько же раз, во сколько длина траектории извилистого движения превосходит длину кривой, проведенной параллельно стенкам капилляра, вдоль его центральной оси. Повышение извилистости уже приводит к увеличению удельного сопротивления породы, что, в свою очередь, ведет к увеличению времени спада ВП.

Удельное сопротивление увеличивается также из-за отражений ионов от стенок порового капилляра, когда ион, двигаясь по искривленной траектории, подходит к стенке (то есть мы предполагаем, что траектория иона в капилляре состоит из кривых, представляющих собой дуги спиралей, последовательно соединенных в точках отражения). Частота таких отражений зависит от величины магнитного поля и от диаметра капилляра. Эти взаимодействия со стенками капилляра создают дополнительное, тормозящее ион действие.

Описанный механизм действия магнитного поля должен сильнее проявляться в тонких капиллярах (характерных для глин).

В этой связи отметим, что согласно модели Постельникова – Фридрихсберга – Сидоровой, основанной на представлении капилляра как цепочки связанных пор разного диаметра, и экспериментальным данным в чистых глинах из-за малых вариаций диаметра капилляра эффект вызванной поляризации мал. Применение магнитного поля, возможно, позволит, варьируя сопротивление чистых глин магнитным полем, отличать пропластки чистых глин от плотных, малопористых и неглинистых пород, которые плохо разделяются обычным методом ВП.

Аналогичные соображения о действии магнитного поля на становление и релаксацию вызванной поляризации можно использовать и для трещиноватых участков.

Особенность эффекта Холла в трещинах – существование выделенного направления магнитного поля, которым обеспечивается «заворачивание» траектории иона таким образом, что движение его происходит преимущественно в плоскости, лежащей параллельно плоскости трещины. Возможно, эта особенность позволит выделять трещиноватые зоны в породе и более детально судить о них.

Отдельного рассмотрения требует случай влияния магнитного поля на вызванную поляризацию в породах с электронной проводимостью.

Если целик породы имеет чисто электронную проводимость, то электродные пары будут сосредоточены на поверхности целика, причем положительные заряды концентрируются на участках входа трубок тока в целик, а отрицательные – на их выходе. Разрядка этих элементов будет происходить как через объем целика, так и через окружающую его внешнюю, вероятнее всего ионопроводящую (пористую) среду, где применимы приведенные выше рассуждения о повышении удельного сопротивления в магнитном поле.

Для разрядки ВП через целик можно представить описываемый ниже механизм.

В магнитном поле может возникнуть искажение конфигурации трубок тока, имевшей место в случае отсутствия магнитного поля (МП). Вероятнее всего, такое искажение приведет к возрастанию удельного сопротивления целика, если исходить из того, что пространственное распределение трубок тока в отсутствие МП соответствует принципу минимума действия.

Таким образом, с помощью магнитного поля можно, изменяя сопротивление горной породы, управлять процессом становления и разрядки вызванной поляризации.

Некоторые численные оценки влияния эффекта Холла на вызванную поляризацию

Проведем простые оценки влияния магнитного поля на извилистость траектории иона в капилляре. Известно [4], что ион, вошедший с постоянной скоростью v в магнитное поле с индукцией B , движется по винтовой линии, радиус R и шаг L которой задаются соотношениями

$$R = \frac{M}{Q} \frac{v}{B} \sin \alpha; \quad L = 2\pi \frac{M}{Q} \frac{v}{B} \cos \alpha, \quad (1)$$

где Q – заряд иона; M – его масса; α – угол между векторами v и B .

Из (1) видно, что извилистость определяется величинами R и L . Кроме того, она зависит от длины участка винтовой линии от отражения до следующего отражения, то есть от радиуса капилляра r и числа таких отражений на длине капилляра l . Как показывают расчеты, если полагать, что r не сильно отличается от R , и считать отражения от стенок капилляра упругими, то за счет только факторов геометрического характера извилистость траектории иона в магнитном поле может быть больше извилистости порового капилляра в 1,5–2,5 раза. Со-

гласно соотношению $\rho_{w.R.} = \frac{T_{EL}^2}{K_p} \rho_w$ для удельного электрического сопротивления (УЭС) горной породы [2] (здесь $\rho_{w.R.}$ – УЭС водонасыщенной породы, ρ_w – УЭС минерализованной поровой воды, K_p – пористость породы, T_{EL} – ее электрическая извилистость) это может привести к увеличению УЭС породы в 2,5–5 раз. Последнее может заметно сказаться на времени релаксации ВП.

УЭС породы также может увеличиваться из-за потерь энергии ионом при неупругих отражениях от стенок или пристеночного двойного слоя.

Кроме того, распределение по скоростям теплового движения ионов зависит от их концентрации C_w в объеме капилляра. От этих скоростей и от величины магнитной индукции зависит электрическая извилистость, а следовательно, и увеличение УЭС.

Из приведенных соображений следует, что изменение УЭС тонкодисперсных глин (имеющих относительно малые r и большие C_w) под действием магнитного поля может отличаться от соответствующего изменения в чистых пористых песчаниках. Это, возможно, позволит лучше отделять чистые глины от чистых песчаников, что затруднено [1] при исследованиях обычным методом ВП.

Более точные оценки приведенных возможностей делать трудно, так как существующая феноменологическая теория включает множество сложно оцениваемых факторов, к тому же ионы в пластовых водах обычно гидратированы и пока нет удовлетворительной теории их диффузии и адсорбции в порах горных пород [2]. Поэтому следует особо отметить возможность получить более адекватную теорию при лабораторных исследованиях электрохимических процессов в горных породах, управляя характеристиками этих процессов с помощью магнитного поля.

Оценим пределы изменения напряженности нужного для проведения экспериментов магнитного поля H .

Оценим сначала индукцию поля, необходимую для того, чтобы радиус винтовой линии был порядка радиуса капилляра, то есть $R=r$. Подставляя в (1) массу и заряд иона натрия, полагая $\alpha = 45^\circ$, $r = 10^{-5}$ м, $v = 500$ м/сек (скорость теплового иона), получим индукцию B порядка нескольких Тесла (Тл). Нужно указать, что оценка скорости ионов 500 м/сек является оценкой сверху, полученной для ионов натрия исходя из значения 0,025 эв, принятого для энергии тепловых нейтронов, замедлившихся в горной породе [1, 2]. Для более тяжелых ионов хлора эта скорость будет несколько ниже, а для еще более тяжелых, гидратированных ионов скорость может быть ниже в несколько раз.

Индукция в несколько Тесла (и более высокая) может быть достигнута, если поместить образец породы в зазор мощного электромагнита [5] весом в сотню и более килограммов, то есть только в лабораторных условиях.

Согласно [5], в соленоидах, если не применять специальных мер по их охлаждению, достигается напряженность магнитного поля 200–400 эрстед. Это при минимальной магнитной восприимчивости для глин и песчаников около трех единиц [2] соответствует десятой доле Тл. Помещающиеся в скважинный прибор катушки будут способны создавать на один-два порядка меньшие напряженности, то есть увеличивать извилистость заметно менее чем в полтора раза. Однако если при оценке использовать наиболее вероятные значения магнитной восприимчивости 12,5–125 единиц [2], то получится заметное увеличение извилистости, порядка упомянутых полутора раз.

Если воспользоваться для оценки времени релаксации τ соотношением $\tau = (RC)^{1/2}$, где R и C – соответственно сопротивление и емкость породы, то такое увеличение извилистости приведет к увеличению τ в те же полтора раза.

Для получения более обоснованных оценок и уточнения механизма влияния магнитного поля на явление ВП необходимы как лабораторные, так и скважинные исследования.

Заключение

Явление вызванной поляризации может зависеть не только от величины поляризующего тока, но и от величины создаваемого в породе магнитного поля.

В таком случае параметрами процессов при ВП можно управлять, меняя как электрическое, так и магнитное поле.

Использование магнитного поля открывает дополнительные возможности для лабораторного изучения процессов диффузии и адсорбции ионов, сопровождающих явление вызванной поляризации, их зависимости от температуры (скоростей ионов) и давления.

Современное состояние техники позволяет использовать магнитное поле в скважинных приборах. Для этого можно как добавлять источники переменного поля к существующим приборам ВП, проводя измерения при наличии и отсутствии магнитного поля, так и дооснащать существующие приборы каротажа методом ЯМР электродами, применяемыми в методе ВП, и работать с постоянным магнитным полем, меняя только величину поляризующего тока.

Таким образом, применение магнитного поля перспективно и для лабораторного изучения электрохимических процессов, и для скважинных исследований методом вызванной поляризации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дахнов В.Н. Промысловая геофизика. – М.: Государственное научно-техническое издательство нефтяной и горно-топливной литературы, 1959. – 697 с.
2. Петрофизика (Физика горных пород) / В.М. Добрынин, Б.Ю. Вендельштейн, Д.А. Кожевников. – М.: Изд-во «Нефть и Газ» РГУ нефти и газа, 2004. – 368 с.
3. Геннадиник Б.И. Теория явления вызванной поляризации. – Новосибирск: Наука, 1985. – 280 с.
4. Савельев И.В. Курс общей физики. Т. 2. Электричество. – М.: Наука, 1970. – 431 с.
5. Лекции по магнетизму / Боровик Е.С., Еременко В.В., Мильнер А.С. – М.: Физматлит, 2005. – 512 с.

Статья поступила в редакцию 3 марта 2016 г.

THE POSSIBILITY OF APPLYING THE HALL EFFECT IN GEOPHYSICAL RESEARCH USING THE INDUCED POLARIZATION METHOD

E.V. Guseva, S.A. Korchagin, Y.V. Troshenkov, V.E. Chemodanov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

It is noted that the path curving of the electric current carrier moving in the magnetic field, is capable influencing the speed and degree of volumetric charge separation in rock formation pores while its being under polarization by passing current. In this case, the increase of path tortuosity of the current carrier taking place due to the Hall effect and the carrier's pulling out from the pore capillary walls results in the increasing of specific resistance of the rock. It leads to the reduction of diffusion currents accompanying relaxation process and, consequently, to the relaxation time scale increase of local volume charges formed as a result of polarization. The estimation of the amount of change in the current carrier path curving compared to pore capillary tortuosity is described. It's pointed out that the values for magnetic fields research are quite achievable nowadays. The perspective of the investigation of rock formation electrochemical behavior by means of the magnetic field for more precise definition of induced polarization effect theory and its application in borehole surveying is substantiated.

Keywords: induced polarization, magnetic field induction, Hall effect, specific resistance, electrical tortuosity.

Ekaterina V. Guseva, Assistant.

Stepan A. Korchagin (Ph.D. (Phys. & Math.)), Senior Lecture.

Yury V. Troshenkov, Engineer.

Vladimir E. Chemodanov (Ph. D. Geology & Mineralogy), Associate Professor.

УДК 681.325 (088.8)

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ В КОД

В.А. Кузнецов

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрен метод преобразования линейных или угловых перемещений в кодový сигнал, основанный на пространственной развертке оптического излучения. Показаны функциональные возможности и преимущества этого метода преобразования перемещений. При использовании дискретных оптических линеек частота тактовых импульсов, с помощью которых производится развертка оптического излучения, не влияет на точность преобразования, которая в этом случае определяется только шагом квантования оптической линейки. Представлены структурные схемы преобразователей перемещений с развертывающим и следящим принципами преобразования. Приведены функции преобразования этих преобразователей и показаны их преимущества.

Ключевые слова: преобразователь перемещений, оптическая развертка, кодирование.

В связи с широким применением цифровых систем управления технологическими процессами и компьютерных методов обработки измерительной информации актуальной является задача разработки измерительных преобразователей физических величин непосредственно в код. Наличие кодового выходного сигнала позволяет без промежуточных аналого-цифровых преобразователей подавать его на вход управляющего контроллера или компьютера, а также облегчает дистанционную помехоустойчивую передачу измерительной информации.

Одной из задач измерительной техники является разработка измерительных преобразователей перемещений (линейных и угловых) с цифровым выходным сигналом. Такие преобразователи используются для определения местоположения рабочего инструмента, регулирующих органов, а также при измерении физических величин, предварительно преобразованных в перемещение, например силы, веса, давления, крутящего момента, уровня и др. В настоящее время эта задача решается с помощью масочных кодирующих преобразователей перемещений и растровых оптических преобразователей [1].

Для создания высокоточного масочного кодирующего преобразователя необходимы многодорожечные (многоразрядные) кодирующие маски с кодом Грея и блок считывающих элементов, что усложняет конструкцию устройства и увеличивает его габариты. Недостатки оптических растровых преобразователей перемещения связаны с необходимостью формирования дополнительно сигнала начала отсчета, задающего начало диапазона измерения, и потерей информации о предыдущем положении объекта измерения при отключении питания.

На кафедре «Информационно-измерительная техника» СамГТУ разработаны кодирующие оптоэлектронные преобразователи перемещений с пространствен-

ной разверткой оптического излучения, свободные от перечисленных недостатков [2, 3].

Принцип действия этих преобразователей основан на развертке светового луча вдоль диапазона перемещения объекта измерения и восприятию луча фотоприемником, связанным с этим объектом. Если каким-либо образом организовать периодическую пространственную развертку светового луча по диапазону перемещения по линейному закону $L_p = k t$, где k – постоянный коэффициент, t – время развертки луча, а измеряемое перемещение будет задаваться положением фотоприемника L_n , то время от начала развертки луча до засветки фотоприемника будет пропорционально положению фотоприемника:

$$L_n = L_p = k t,$$

отсюда $t = L_n/k$.

Таким образом, положение объекта измерения преобразуется во временной интервал, который далее легко преобразуется в код заполнением этого интервала тактовыми электрическими импульсами образцовой частоты f_0 и подсчетом числа этих импульсов электронным счетчиком в требуемой системе кодирования. Код на выходе счетчика определяется выражением

$$N = f_0 t = f_0 L_n / k . \quad (1)$$

При f_0 и $k = \text{const}$ функция преобразования этого преобразователя является линейной.

Работа измерительного преобразователя перемещений поясняется рис. 1.

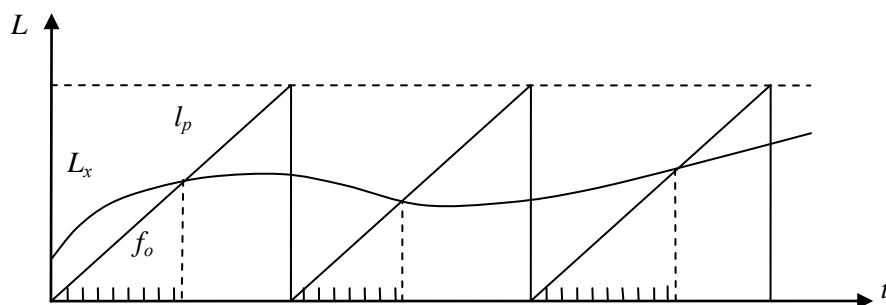


Рис. 1. Схема преобразования перемещения во временной интервал:

L_p – периодическая развертка оптического излучения; L_x – измеряемое перемещение; f_0 – частота образцовых заполняющих временной интервал импульсов

Если перемещение фотоприемника связано с измеряемой величиной функциональной зависимостью, то код на выходе преобразователя будет воспроизводить эту зависимость. Например, положение фотоприемника L_x связано с измеряемой величиной X квадратичной зависимостью

$$L_x = a X^2 ,$$

где a – постоянный коэффициент.

При линейной развертке оптического луча $L_p = k t$ время от начала развертки до момента освещения фотоприемника ($L_x = L_p$) определяется выражением

$$t = a X^2 / k,$$

а код на выходе преобразователя будет иметь вид

$$N = f_0 t = f_0 a X^2 / k.$$

Значение кода будет также квадратично зависеть от измеряемой величины X .

Оптическая развертка позволяет автоматически корректировать нелинейность функции преобразования первичного измерительного преобразователя измеряемой величины. Если первичный преобразователь имеет нелинейную функцию преобразования измеряемой величины X вида

$$L_x = a X^2,$$

то, задавая функцию развертки оптического луча во времени такого же вида

$$L_p = k t^2,$$

получим, что в момент засветки фотоприемника, связанного с объектом измерения ($L_p = L_x$), будет сформирован временной интервал, определяемый выражением

$$k t^2 = a X^2, t^2 = a/k X^2,$$

отсюда

$$t = X \sqrt{a/k}.$$

При заполнении этого интервала импульсами образцовой частоты f_0 и подсчете числа этих импульсов электронным счетчиком на выходе счетчика будет сформирован код:

$$N = f_0 X \sqrt{a/k}.$$

Таким образом, при развертке оптического луча во времени с той же нелинейностью, что и нелинейность первичного преобразователя измеряемой величины в перемещение, автоматически корректируется нелинейность первичного измерительного преобразователя. Аналогично корректируются нелинейности других видов.

Для пространственной развертки оптического излучения могут применяться различные устройства как аналогового, так и цифрового принципа действия. Например, преобразователем напряжения в длину светящегося столба газа является линейный газоразрядный индикатор ЛГИ [2]. У этого преобразователя длина светящегося столба газа пропорциональна приложенному напряжению. Подавая на вход ЛГИ пилообразное напряжение, получим линейную развертку оптического луча, как показано на рис. 1. Однако эти преобразователи не отличаются высокой точностью.

Для получения квадратичной развертки оптического излучения можно воспользоваться прямой ветвью вольтамперной характеристики диодного р-п перехода, которая на начальном участке воспроизводит эту функцию. Другие способы построения аналоговых функциональных преобразователей представлены в [4].

Более перспективными являются цифровые способы пространственной развертки оптического излучения. Некоторые преобразователи, работающие на этом принципе, используются в качестве дискретных шкальных отсчетных устройств, основанных на применении специально разработанных дешифраторов-распределителей [5]. Однако в качестве универсального функционального пре-

образователя удобно использовать микроконтроллер, с помощью которого любую функцию можно воспроизвести программным способом.

По принципу действия оптоэлектронные преобразователи перемещений с пространственной разверткой оптического излучения могут быть двух типов:

- развертывающего преобразования;
- следящего преобразования.

В преобразователях развертывающего преобразования создается периодическая развертка светового луча, каждый раз начинающаяся от начала диапазона измерения перемещения (рис. 1). В аналоговых преобразователях с линейной функцией преобразования развертка луча определяется зависимостью

$$L_p = k t,$$

где коэффициент k характеризует скорость развертки луча, а следовательно, и периодичность преобразования измеряемой величины. Измерительная информация формируется через определенные интервалы времени, равные периоду развертки, и определяется зависимостью (1).

Если для развертки оптического излучения применяется дискретный излучатель с числом светоизлучающих элементов n , то дискретность измерения будет зависеть от шага дискретизации l :

$$l = L_0/n,$$

где L_0 – диапазон измерения.

Для создания развертки оптического излучения на каждый светоизлучающий элемент последовательно подаются электрические импульсы с частотой f , в этом случае функция развертки имеет вид

$$L_p = l f t.$$

Если положение фотоприемника связано с измеряемой величиной X линейной зависимостью

$$L_x = aX,$$

то интервал времени от начала развертки до момента освещения фотоприемника определится выражением

$$L_p = L_x,$$

отсюда

$$t = Xa/lf.$$

При заполнении этого интервала времени электрическими импульсами от того же генератора, который используется для развертки оптического излучения с частотой следования импульсов f , код, формируемый на выходе счетчика импульсов, будет иметь вид

$$N = f t = X a/l. \quad (2)$$

Из этого выражения видно, что нестабильность частоты f генератора импульсов не влияет на точность преобразователя, так как эта частота полностью исключена из функции преобразования. Точность преобразования измеряемой величины в код определяется двумя параметрами: стабильностью коэффициента преобразования a первичного преобразователя измеряемой величины X в перемещение L_x и шагом квантования оптической линейки l (расстоянием между светоизлучающими элементами). В этом заключается преимущество дискретного способа развертки оптического излучения перед аналоговым.

Преобразователи развертывающего преобразования не требуют фиксации

начала диапазона измерения, так как развертка луча всегда начинается от начала шкалы, а число накопленных в счетчике импульсов отражает текущее положение фотоприемника относительно начала диапазона измерения. Периодическая развертка оптического излучения позволяет использовать метод накопления и усреднения измерительной информации для повышения точности измерения. Счетчик может накапливать импульсы за несколько периодов развертки, что позволяет снизить влияние случайной погрешности преобразования. Если импульсы накапливаются за число периодов развертки, кратное десяти, то усреднение измерительной информации производится автоматически отбрасыванием соответствующего числа младших разрядов полученного кода.

Структурная схема оптоэлектронного преобразователя перемещений в код с развертывающим преобразованием представлена на рис. 2.

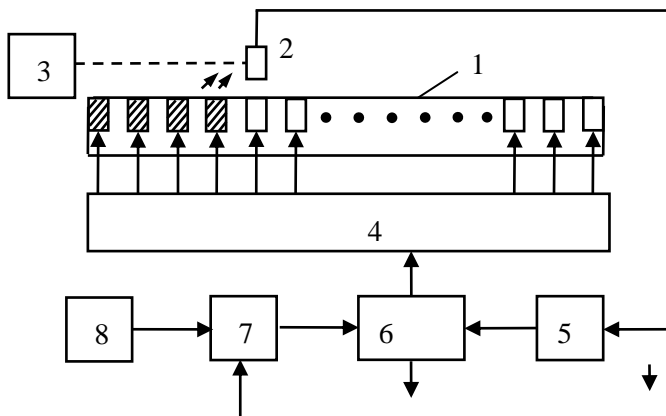


Рис. 2. Структурная схема оптоэлектронного преобразователя перемещений в код с развертывающим преобразованием

Преобразователь содержит светоизлучающую дискретную линейку 1, фотоприемник 2, механически связанный с перемещающимся объектом измерения 3, дешифратор-распределитель импульсов 4, счетчик – формирователь импульсов 5, счетчик импульсов 6, ключ 7 и генератор импульсов 8.

Преобразователь работает следующим образом. Импульсы генератора 8 через открытый ключ 7 поступают на вход счетчика импульсов 6, при этом код счетчика посредством дешифратора-распределителя 4 преобразуется в последовательность импульсов, подаваемых на светоизлучающие элементы линейки 1. Каждый новый импульс в счетчике приводит к включению очередного светоизлучающего элемента, вследствие чего происходит линейная развертка оптического излучения по диапазону измерения.

Когда оптическое излучение достигает фотоприемника 2, на его выходе генерируется электрический импульс, который поступает на счетчик – формирователь импульсов 5. При однократном измерении счетчик – формирователь импульсов 5 прекращает счет импульсов в счетчике 6 за один период развертки, выводит код результата измерения потребителю информации, а затем обнуляет счетчик 6. Далее процесс измерения повторяется.

При многократном измерении счетчик 6 суммирует импульсы за определенное число периодов развертки, а счетчик-формирователь 5 подсчитывает количество периодов развертки оптического излучения, и когда оно достигнет заданного значения, выводит код усредненного результата измерения. Усреднение изме-

рительной информации за несколько периодов развертки позволяет уменьшить влияние случайной погрешности. Например, таким способом можно устранить нечеткость срабатывания фотоприемника 2 при его перемещении вдоль светоизлучающей линейки. Наиболее просто измерительная информация усредняется за десять периодов развертки. В этом случае усреднение заключается в исключении младшего разряда полученного десятичного кода.

Так как счетчик импульсов 6 используется и для формирования развертки оптического излучения, и для накопления информативных импульсов перемещения, то работа этого преобразователя происходит по алгоритму (2), а это значит, что в измерительном преобразователе со структурной схемой по рис. 2 полностью исключена погрешность, связанная с нестабильностью частоты генератора импульсов, а погрешность измерения перемещений определяется только шагом дискретизации (числом светоизлучающих элементов).

Структурная схема оптоэлектронного преобразователя перемещений в код со следящим преобразованием [3] представлена на рис. 3.

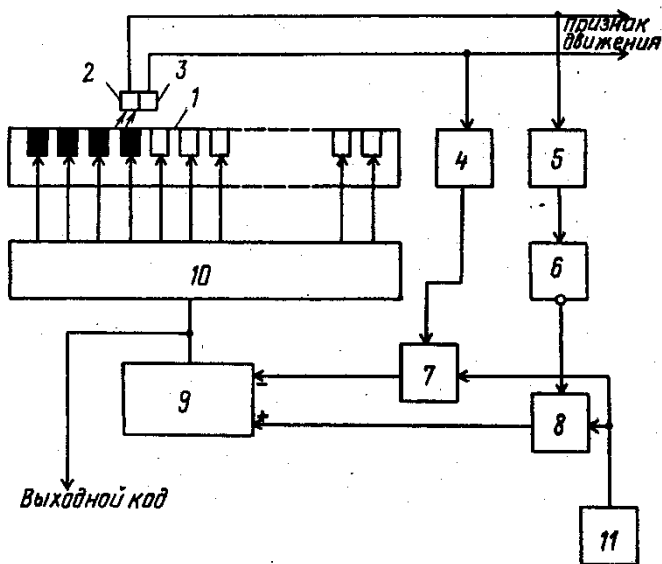


Рис. 3. Структурная схема оптоэлектронного преобразователя перемещений в код со следящим преобразованием

Преобразователь содержит дискретную светоизлучающую линейку 1, фотоприемники 2 и 3, формирователи 4 и 5 импульсов, элемент НЕ 6, ключи 7 и 8, реверсивный счетчик импульсов 9, дешифратор-распределитель 10 и генератор импульсов 11.

Преобразователь перемещения в код работает следующим образом.

В исходном состоянии фотоприемники 2 и 3, механически связанные с объектом измерения, находятся в произвольном положении относительно начала светоизлучающей линейки 1. При включении преобразователя реверсивный счетчик 9 находится в нулевом состоянии, сигналы на выходах дешифратора-распределителя 10 равны нулю, светоизлучающие элементы линейки 1 не светятся и сигналы на выходах фотоприемников 2 и 3, а следовательно, на выходах формирователей 4 и 5 импульсов также равны нулю.

Элемент НЕ 6 преобразует нулевой входной сигнал в единичный сигнал на выходе, который открывает ключ 8, и импульсы от генератора 11 поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика 9 и накапливаются в нем.

Выходной код реверсивного счетчика 9 преобразуется дешифратором-распределителем 10 в последовательность выходных сигналов, поочередно, начиная с первого, поступающих на излучающие элементы линейки 1. Эти элементы начинают светиться, и оптическое излучение по мере поступления импульсов в реверсивный счетчик 9 последовательно распространяется по линейке 1. Когда оптическое излучение достигает фотоприемника 2, на его выходе появляется сигнал, который после формирования формирователем 5 и инвертирования элементом НЕ 6 закрывает ключ 8. Суммирование импульсов прекращается, а на выходе реверсивного счетчика 9 устанавливается код, соответствующий положению фотоприемников 2 и 3 относительно начала диапазона измерения перемещения.

Если после этого сместить фотоприемники 2 и 3 влево, то засветится фотоприемник 3, который через формирователь 4 импульсов открывает ключ 7, и импульсы от генератора 11 начинают поступать на вычитающий вход реверсивного счетчика 9. Число импульсов, находящихся в счетчике 9, уменьшается, соответственно уменьшается число светящихся элементов справа налево по линейке 1. Как только прекратится засветка фотоприемника 3, закрывается ключ 7 и на выходе реверсивного счетчика 9 устанавливается код, соответствующий новому положению фотоприемников 2 и 3.

При смещении фотоприемников 2 и 3 вправо прекращается засветка фотоприемника 2, открывается ключ 8 и импульсы от генератора 11 снова поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика 9, а оптическое излучение распространяется вправо по линейке 1 до тех пор, пока не засветится фотоприемник 2.

Таким образом, оптическое излучение, создаваемое линейкой 1, постоянно «следит» за положением фотоприемников 2 и 3, при этом установившийся режим достигается тогда, когда фотоприемник 2 освещен, а фотоприемник 3 не освещен, что соответствует неподвижному состоянию объекта измерения.

Код реверсивного счетчика 9 однозначно соответствует положению фотоприемников 2 и 3 относительно начала линейки 1.

Диапазон преобразуемых перемещений определяется длиной линейки 1, а дискретность измерения – числом светоизлучающих элементов на этой линейке.

Преобразователь работает в режиме непрерывного следящего преобразования и может быть использован как для линейных перемещений, так и для угловых. В последнем случае светоизлучающая линейка выполняется в виде дуги или кольца. Как и в случае преобразователя с развертывающим преобразованием, у преобразователя со следящим преобразованием нестабильность частоты генератора импульсов 11 не влияет на точность преобразования перемещения в код. Погрешность преобразования определяется только шагом квантования светоизлучающей линейки.

Для построения дискретных светоизлучающих линеек могут быть использованы светодиодные структуры, жидкокристаллические излучающие элементы или другие источники оптического излучения, обладающие минимальными размерами [5]. Спектр излучения может быть любым, но предпочтительнее инфракрасный диапазон, обеспечивающий помехоустойчивость от внешней засветки.

В качестве фотоприемников используются миниатюрные фотодиоды, совме-

стимые по спектру с излучателями. Оптическое излучение от светоизлучающей линейки может передаваться на фотоприемник через волоконный световод, что расширяет функциональные возможности преобразователей и позволяет минимизировать шаг дискретизации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах / Пер. с англ. под ред. А.С. Яроменка. – М.: Энергоиздат, 1981. – 200 с.
2. А.с. 824254 СССР, МКИ G 08 C 9/00. Преобразователь перемещений в длительность импульса / В.А. Кузнецов (СССР). – № 2782389/18-24; заявл. 18.04.79; опубл. 23.04.81, Бюл. № 15. – 3 с.
3. А.с. 1363465 СССР, МКИ В 03 М 1/26. Преобразователь перемещений в код / В.А. Кузнецов (СССР). – № 3974816/24-24; заявл. 10.11.85; опубл. 30.12.87, Бюл. № 48. – 3 с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
5. Иванов В.И. и др. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник / В.И. Иванов, А.И. Аксёнов, А.М. Юшин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 448 с.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2015 г.

OPTOELECTRONIC MEASURING TRANSDUCERS OF DISPLACEMENTS INTO CODE

V.A. Kuznetsov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The method of transformation of linear and angular displacements into the code signal, which is based on spatial unfolding of optical radiation was considered. The functional capabilities and advantages of this method of displacement transformation are shown. By the use the optical discrete rulers, the clock pulses frequency, with the help of which the unfolding of optical radiation is produced, does not affect the accuracy of the conversion, which is determined in this case only by the quantization step of the optical ruler. Also here structural schemes of displacement transducers with deploying and tracking principles of transformation were presented. The conversion functions of these transducers and their advantages are given.

Keywords: *displacement transducer, optical unfolding, coding.*

УДК 53.083

АППРОКСИМАЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ КУБИЧЕСКОГО СПЛАЙН-ФИЛЬТРА***П.К. Ланге, М.Б. Унгаров, О.В. Матвеев**Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрен кубический сплайн-фильтр, аппроксимирующий дискретные значения измерительного сигнала. Коэффициенты фильтра определяются на основе частотного критерия. Приведены частотные характеристики кубического сплайн-фильтра и ряда параболических сплайн-фильтров. Определены погрешности аппроксимации дискретных значений гармонического сигнала. Проанализированы погрешности аппроксимации рассмотренными фильтрами дискретных значений сигнала гауссовой формы. Определены области применения аппроксимирующего сплайн-фильтра при обработке сигнала в реальном темпе времени.

Ключевые слова: сплайн-функция, частотный критерий, кубический сплайн, дискретные значения сигнала.

Алгоритмы аппроксимации сигнала часто используются при сжатии измерительных сигналов во временной области. Они позволяют на предварительном этапе его преобразования определять коэффициенты функций, аппроксимирующих его дискретные значения. Эти коэффициенты часто являются информационными параметрами, например коэффициенты параболической или кубической аппроксимации сигналов определяют значения первой и второй производных таких сигналов.

Кроме того аппроксимация дискретных значений сигнала позволяет снизить погрешности, связанные с наложением копий частотных спектров сигнала (aliasing), возникающим при его дискретизации.

При аппроксимации дискретных данных обычно используется алгоритм аппроксимации параболой дискретных данных $x[n]$, заданных в моменты времени $t[n]$ с использованием метода наименьших квадратов по пяти дискретным точкам [1].

Однако такого рода алгоритмы при работе в режиме реального времени (online) требуют значительных вычислительных ресурсов, и с этой точки зрения более перспективными являются алгоритмы, интерполирующие или аппроксимирующие дискретные значения сигнала простыми функциями на ограниченном отрезке его наблюдения. К таким функциям относятся кусочно-линейная интерполяция, а также сплайн-функции, обеспечивающие удовлетворительную погрешность аппроксимации дискретных значений сигнала. Однако большинство известных алгоритмов определения коэффициентов сплайн-функций также требует значительных вычислительных ресурсов и поэтому используется в основ-

*Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 16-08-00252 А.

Петр Константинович Ланге (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационно-измерительная техника».

Марат Булатович Унгаров, аспирант.

Олег Васильевич Матвеев, аспирант.

ном при обработке всей реализации сигнала в режиме раздельного времени (offline). В связи с этим актуальной является задача разработки простых алгоритмов определения коэффициентов сплайн-аппроксимаций дискретных значений сигналов в режиме реального времени.

Одним из методов аппроксимации сигнала является метод аппроксимации сплайн-функциями, представляющими собой гладкие кривые, «сшитые» на границах участков аппроксимации вместе со своими несколькими производными.

Параболические сплайны «сшиты» на границах дискретных участков по 0-й и 1-й производным, а кубические – по 0-й, 1-й и 2-й производным.

Вторая производная у параболической сплайн-функции и третья – у кубической сплайн-функции на границах участков претерпевают разрыв с конечным скачком. Алгоритмы параболической сплайн-аппроксимации были рассмотрены в [2].

Параболическая функция, аппроксимирующая сигнал $U_x(t)$, на его n -м дискретном участке описывается выражением

$$U_y(t) = a_2[n]t^2 + a_1[n]t + a_0[n], \quad (1)$$

где $a_2[n]$, $a_1[n]$, $a_0[n]$ – постоянные коэффициенты.

Рассмотрим задачу определения коэффициентов кубического сплайна. Он описывается на n -м участке аппроксимации уравнением, аналогичным (1):

$$U_y(t) = a_3[n]t^3 + a_2[n]t^2 + a_1[n]t + a_0[n]. \quad (2)$$

Кубическая сплайн-аппроксимация дискретных значений сигнала характеризуется меньшей погрешностью аппроксимации по сравнению с параболической [2], однако при ее использовании на каждом участке аппроксимации необходимо определять на один коэффициент больше. Рассмотрим метод определения коэффициентов кубической сплайн-аппроксимации.

Производные сигнала $U_y(t)$ определяются выражениями

$$\frac{dU_y}{dt} = 3a_3[n]t^2 + 2a_2[n]t + a_1[n]; \quad (3)$$

$$\frac{d^2U_y}{dt^2} = 6a_3[n]t + 2a_2[n]. \quad (4)$$

Из (3) и (4) следует:

$$\left. \frac{dU_y}{dt} \right|_{t=0} = a_1[n]; \quad \left. \frac{d^2U_y}{dt^2} \right|_{t=0} = 2a_2[n]. \quad (5)$$

Из (2)–(5) определяются граничные значения (при $t = t_d$):

$$a_0[n+1] = U_y(t) \Big|_{t=t_d}; \quad a_1[n+1] = \left. \frac{dU_y}{dt} \right|_{t=t_d};$$

$$2a_2[n+1] = \left. \frac{d^2U_y}{dt^2} \right|_{t=t_d};$$

где t_d – интервал дискретизации сигнала $U_y(t)$.

Следовательно, коэффициенты $a_i[n]$ кубического сплайна связаны соотношениями

$$\left. \begin{aligned} a_0[n+1] &= t_d^3 a_3[n] + t_d^2 a_2[n] + t_d a_1[n] + a_0 ; \\ a_1[n+1] &= 3t_d^2 a_3[n] + 2t_d a_2[n] + a_1[n] ; \\ 2a_2[n+1] &= 6t_d a_3[n] + 2a_2[n] . \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Z-преобразование этих соотношений имеет вид

$$\left. \begin{aligned} t_d^3 a_3[n] + t_d^2 a_2[n] + t_d a_1[n] + (1-z)a_0[n] &= 0 ; \\ 3t_d^2 a_3[n] + 2t_d a_2[n] + (1-z)a_1[n] &= 0 ; \\ 6t_d a_3[n] + (1-z)2a_2[n] &= 0 . \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Пусть передаточная функция фильтра, определяющая младший коэффициент $a_0[n]$ кубической функции (2), имеет вид [2]

$$a_0[n] = \sum_{m=-k}^k b_m U_x[n+m].$$

Используя Z-преобразование этой функции, получаем

$$a_0[z] = F[z] \cdot U_x[z].$$

Подставляя полученное соотношение в (7), определяем систему

$$\left. \begin{aligned} t_d^3 a_3[z] + t_d^2 a_2[z] + t_d a_1[z] &= (z-1)F[z]U_x[z] ; \\ 3t_d^2 a_3[z] + 2t_d a_2[z] + (1-z)a_1[z] &= 0 ; \\ 3t_d a_3[z] + (1-z)a_2[z] &= 0 . \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Определитель (8) равен

$$\Delta = \begin{vmatrix} t_d^3 & t_d^2 & t_d \\ 3t_d^2 & 2t_d & (1-z) \\ 3t_d & (1-z) & 0 \end{vmatrix} = -t_d^3 (z^2 + 4z + 1).$$

Определители коэффициентов a_i равны

$$\Delta a_1 = \begin{vmatrix} t_d^3 & t_d^2 & (z-1)F[z]U_x[z] \\ 3t_d^2 & 2t_d & 0 \\ 3t_d & (1-z) & 0 \end{vmatrix} = -3t_d^2 (z^2 - 1)F[z]U_x[z],$$

$$\Delta a_2 = \begin{vmatrix} t_d^3 & (z-1)F[z]U_x[z] & t_d \\ 3t_d^2 & 0 & (1-z) \\ 3t_d & 0 & 0 \end{vmatrix} = -3t_d (1-z)^2 F[z]U_x[z],$$

$$\Delta a_3 = \begin{vmatrix} (z-1)F[z] & t_d^2 & t_d \\ 0 & 2t_d & (1-z) \\ 0 & (1-z) & 0 \end{vmatrix} = (1-z)^3 F[z] U_x[z].$$

Отсюда определяются выражения для коэффициентов $a_i[z]$:

$$\begin{aligned} a_1[z] &= \frac{1}{t_d} \cdot \frac{3(z^2-1)}{z^2+4z+1} F[z] U_x[z] ; \\ a_2[z] &= \frac{1}{t_d^2} \cdot \frac{3(1-z)^2}{z^2+4z+1} F[z] U_x[z] ; \\ a_3[z] &= -\frac{1}{t_d^3} \cdot \frac{(1-z)^3}{z^2+4z+1} F[z] U_x[z] . \end{aligned} \quad (9)$$

Из рассмотрения (9) можно сделать вывод, что для минимальной фазовой погрешности аппроксимации функция $F[z]$ кубического сплайн-фильтра должна делиться без остатка на трехчлен (z^2+4z+1) [1].

Методика определения коэффициентов функции $F[z]$ кубического сплайн-фильтра соответствует методике [2] определения аналогичных коэффициентов функции для параболического сплайн-фильтра.

В качестве примера определим коэффициенты функции для пятиточечного кубического сплайн-фильтра с симметричной весовой характеристикой:

$$\begin{aligned} a_0[n] &= b_2 U_x[n-2] + b_1 U_x[n-1] + b_0 U_x[n] + \\ &+ b_1 U_x[n+1] + b_2 U_x[n+2]. \end{aligned} \quad (10)$$

Z-преобразование этого выражения имеет вид

$$a_0[z] = (b_2 z^2 + b_1 z + b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}) U_x[z]. \quad (11)$$

В связи с тем, что это выражение аналогично соответствующему выражению для пятиточечного параболического сплайн-фильтра [2], из уравнений, определяющих частотную характеристику фильтра и ее производную, получаем:

$$\left. \begin{aligned} b_0 + 2b_1 + 2b_2 &= 1 ; \\ b_1 + 4b_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Еще одно соотношение, связывающее коэффициенты b_i функции фильтра, определяем исходя из (9) для коэффициента $a_1[n]$:

$$\begin{aligned} a_1[z] &= \frac{1}{t_d} \cdot \frac{(z^2-1)F[z] U_x[z]}{(z^2+4z+1)} = \frac{U_x[z]}{t_d} \cdot (z^2-1) z^{-2} [b_2 z^2 + \\ &+ (b_1 - 4b_2) z + (b_0 - 4b_1 + 15b_2) - \frac{4z+1}{z^2+4z+1} (b_0 - 4b_1 + 14b_2)]. \end{aligned} \quad (13)$$

Последний член в (13) определяет остаток при делении двух многочленов, и он должен быть равен нулю.

Это выполняется при условии

$$b_0 - 4b_1 + 14b_2 = 0. \quad (14)$$

Уравнения (12) и (14) определяют систему:

$$\left. \begin{aligned} b_0 + 2b_1 + 2b_2 &= 1; \\ b_1 + 4b_2 &= 0; \\ b_0 - 4b_1 + 14b_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Решение (15) определяет значения коэффициентов сплайн-фильтра:

$$b_0 = \frac{30}{36}; \quad b_1 = \frac{4}{36}; \quad b_2 = -\frac{1}{36}. \quad (16)$$

Таким образом, младший коэффициент $a_0[n]$ 5-точечного кубического сплайна определяется уравнением

$$\begin{aligned} a_0[n] &= \frac{1}{36}(-U_x[n-2] + 4U_x[n-1] + \\ &+ 30U_x[n] + 4U_x[n+1] - U_x[n+2]). \end{aligned} \quad (17)$$

Выражения для остальных трех коэффициентов кубического сплайна легко определяются исходя из (9):

$$\left. \begin{aligned} a_1[n] &= \frac{1}{12t_d}(U_x[n-2] - 8U_x[n-1] + 8U_x[n+1] - U_x[n+2]); \\ a_2[n] &= \frac{1}{12t_d^2}(-U_x[n-2] + 10U_x[n-1] - 18U_x[n] + 10U_x[n+1] - \\ &- U_x[n+2]); \\ a_3[n] &= \frac{1}{36t_d^3}(U_x[n-2] - 11U_x[n-1] + 28U_x[n] - 28U_x[n+1] + \\ &+ 11U_x[n+2] - U_x[n+3]). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Выражения (17) – (18) с целью более простой реализации [3] целесообразно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} a_0[n] &= \frac{X_1[n] + 4X_2[n] + X_3[n]}{6}; \quad a_1[n] = \frac{X_3[n] - X_1[n]}{2t_d}; \\ a_2[n] &= \frac{X_1[n] - 2X_2[n] + X_3[n]}{2t_d^2}; \\ a_3[n] &= \frac{-X_1[n] + 3X_2[n] - 3X_3[n] + X_4[n]}{6t_d^3}; \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{1}{6}(-U_x[n-2] + 8U_x[n-1] - U_x[n]); \\ X_2 &= \frac{1}{6}(-U_x[n-1] + 8U_x[n] - U_x[n+1]); \\ X_3 &= \frac{1}{6}(-U_x[n] + 8U_x[n+1] - U_x[n+2]); \\ X_4 &= \frac{1}{6}(-U_x[n+1] + 8U_x[n+2] - U_x[n+3]) \end{aligned}$$

Z-преобразование амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) кубического сплайна может быть определено из (11) выражением

$$K[z] = \frac{a_0[z]}{U_x[z]} = b_2 z^2 + b_1 z + b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}. \quad (20)$$

АЧХ кубического сплайна определяется из (20) при использовании подстановки $z = e^{j\varpi} = \cos \varpi + j \sin \varpi$:

$$K(\varpi) = \frac{15 + 4 \cos \varpi - \cos 2\varpi}{18},$$

где $\varpi = 2\pi \bar{f}$, $\bar{f} = 1/N$ – относительная частота входного сигнала; N – число интервалов дискретизации на периоде входного сигнала U_x .

Амплитудно-частотная характеристика $K(\bar{f})$ кубического сплайна, а также аналогичные характеристики параболических сплайнов [2] изображены на рис. 1.

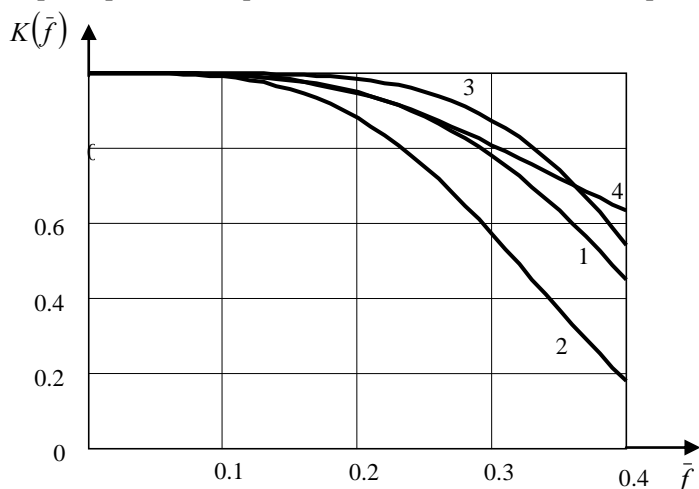


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики цифровых фильтров, реализующих сплайн-аппроксимацию: 1 – четырехточечным параболическим сплайном, 2 – пятиточечным параболическим сплайном, 3 – шеститочечным параболическим сплайном, 4 – пятиточечным кубическим сплайном

Сравнив частотные характеристики параболических и кубического сплайн-фильтров, можно сделать вывод, что кубический сплайн-фильтр при малом числе дискретных значений на периоде сигнала ($N < 5$) обеспечивает меньшую погрешность аппроксимации этого сигнала, чем параболические сплайн-фильтры.

Например, пятиточечный параболический сплайн-фильтр при 2,5 дискретных отсчетах на периоде сигнала ($\bar{f} = 0,4$) имеет погрешность по амплитуде около 50 %, а пятиточечный кубический сплайн-фильтр – около 30 %. Представляет интерес анализ погрешности аппроксимации кубическим сплайном дискретных значений конкретного сигнала. В качестве примера рассмотрена аппроксимация сигнала гауссовой формы, характерного для сигналов приборов для анализа состава и свойств веществ (хроматографа, спектроанализатора, термического анализатора). Аппроксимация такого сигнала кубическим сплайном представлена на рис. 2.

Как можно заметить, погрешность аппроксимации сигнала гауссовой формы кубическим сплайном достаточно мала при небольшом числе дискретных значений (в данном примере – 8 значений на гауссов пик).

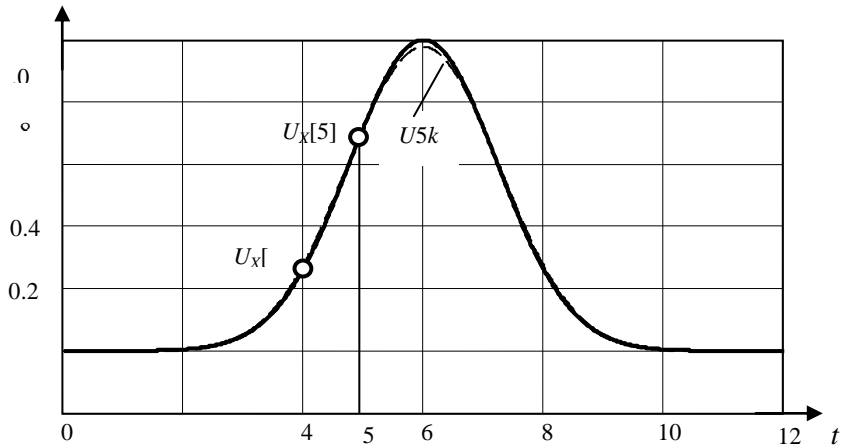


Рис. 2. Аппроксимация дискретных значений сигнала $U_x[n]$ пятиточечным кубическим сплайном $U5k$ (штриховая линия)

График погрешности аппроксимации такого сигнала разными сплайнами представлен на рис. 3.

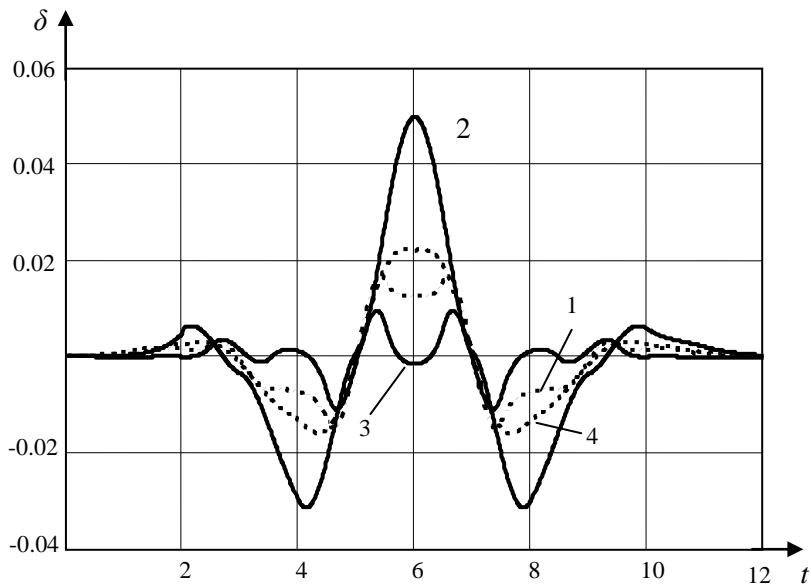


Рис. 3. Погрешность аппроксимации гауссова сигнала сплайнами:
 1 – четырехточечным параболическим сплайном, 2 – пятиточечным параболическим сплайном, 3 – шеститочечным параболическим сплайном, 4 – пятиточечным кубическим сплайном

При рассмотрении этих графиков можно сделать вывод, что кубический пятиточечный сплайн имеет более чем в два раза меньшую погрешность ($\approx 2\%$) аппроксимации гауссова сигнала по сравнению с пятиточечным параболическим сплайном (5%).

Используемый подход может быть применен и при определении коэффици-

ентов кубического сплайна с числом точек, большим пяти, например коэффициентов семи- или девятиточечного сплайна.

Многоточечные сплайны целесообразно использовать для сглаживания сигнала в случаях его аппроксимации при наличии аддитивных помех.

Применительно к обработке измерительных сигналов достаточным является использование пятиточечных кубических сплайн-фильтров. Необходимо заметить, что используемый в данной работе подход позволяет определить коэффициенты кубической сплайн-аппроксимации сигнала при произвольном числе его дискретных значений.

Достоинством кубических сплайнов по сравнению с параболическими является более качественная аппроксимация сигнала, а также возможность оценки его 1-й, 2-й и 3-й производных.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Бином, 2011. – 656 с.
2. *Ланге П.К.* Сплайн-аппроксимация дискретных значений сигналов с применением методов цифровой фильтрации // Сб. труд. Самарского гос. тех. ун-та. Сер. Физ.-матем. науки. – Самара: Сам. гос. техн. ун-т, 2003. – Вып. 19. – С. 134–138.
3. Методы сплайн - функций / *Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л.* – М.: Наука, 1980. – 353 с.

Статья поступила в редакцию 3 марта 2016 г.

DISCRETE VALUE APPROXIMATION OF THE SIGNALS BY A CUBIC SPLINE – FILTERS

P.K. Lange, M.B. Ungarov, O.V. Matveev

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The cubic spline - filter for the signal discrete values approximation is considered. The filter coefficients are determined on the basis of a frequency criterion. The frequency characteristics of a cubic spline - filter and a series of parabolic spline – filters are presented. Errors of approximation of the discrete values of harmonic signal are determined. The error of approximation of discrete values of the Gaussian signal by considered filters are analyzed. Areas of approximating spline - filters application for on - line signal processing are described.

Keywords: *spline-function, the frequency criterion, cubic spline, signal samples.*

*Petr K. Lange (Dr. Sci. Techn.), Professor.
Marat B. Ungarov, Postgraduate Student.
Oleg V. Matveev, Postgraduate Student.*

УДК 621.317

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
НА ОСНОВЕ ФОРМИРОВАНИЯ И СРАВНЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЯ******В.С. Мелентьев, В.В. Муратова, А.С. Пескова***Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: vs_mel@mail.ru

Исследуется новый метод измерения параметров (среднеквадратических значений напряжения и тока, активной и реактивной мощности) по мгновенным значениям гармонических сигналов. Метод предусматривает формирование ортогональной составляющей напряжения и сравнение входного и дополнительного напряжений. В отличие от известных методов, основанных на формировании ортогональных составляющих сигналов, реализация метода обеспечивает возможность начала измерения в произвольный момент времени. Приводятся результаты анализа погрешности метода, обусловленной отклонением реальных сигналов от гармонической модели. Полученные результаты позволяют определить предельные значения погрешностей измерения параметров и выбрать возможную область использования метода.

Ключевые слова: *параметры периодических сигналов, гармоническая модель, мгновенные значения, ортогональные составляющие, погрешность.*

В настоящее время для измерения параметров периодических сигналов (ППС), форма которых близка к гармонической модели (ГМ), все большее распространение находят так называемые аппроксимационные методы [1]. Они основаны на предположении, что входные сигналы являются гармоническими, – это значительно упрощает алгоритм определения ППС и, главное, существенно сокращает время измерения. Для оценки качества полученных результатов производится анализ погрешности, обусловленной несоответствием реальных сигналов ГМ [2].

Методы основаны на определении ППС по отдельным мгновенным значениям (МЗ) напряжения и тока, которые не связаны с длительностью периода входного контролируемого сигнала [3].

Для дальнейшего сокращения времени измерения используют пространственное разделение МЗ сигналов путем формирования дополнительных напряжений и токов, смещенных по фазе относительно входных, и определение ППС по МЗ сигналов как входных, так и дополнительных [4].

С целью упрощения алгоритма определения ППС, а также уменьшения аппаратных затрат в качестве дополнительных используют ортогональные со-

* Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 16-08-00252 А).

Владимир Сергеевич Мелентьев (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника».

Вера Владимировна Муратова, аспирант.

Анастасия Сергеевна Пескова, аспирант.

ставляющие сигналов [5–7].

В статье исследуется новый метод измерения ППС, основанный на формировании и сравнении ортогональных составляющих напряжения [8].

В отличие от известных методов, использующих такой подход [9–11], этот метод обеспечивает возможность начала измерения в произвольный момент времени.

В соответствии с разработанным авторами методом формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90° ; в произвольный момент времени измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока; в момент равенства ортогональных составляющих напряжения измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока. Информативные параметры определяют по измеренным МЗ.

Для пояснения метода могут быть использованы следующие временные диаграммы (рис. 1).

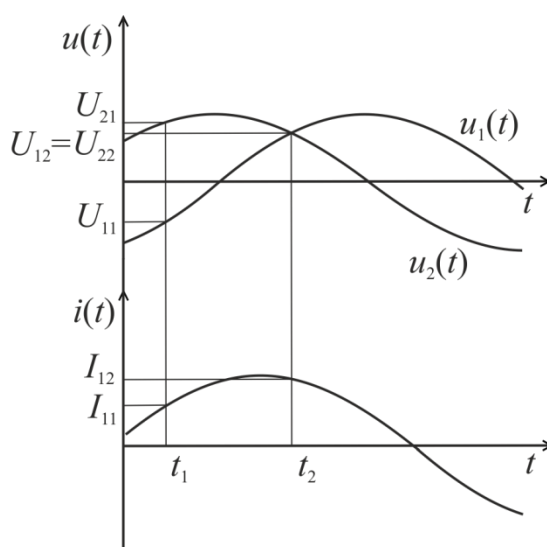


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Если считать, что входное и сдвинутое относительно него на 90° дополнительное напряжение, а также ток имеют ГМ, то они принимают следующий вид:

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_m \cos \omega t; \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi),$$

где U_m, I_m – амплитуды напряжения и тока;

φ – угол сдвига фаз между напряжением и током;

ω – угловая частота входного сигнала.

В произвольный момент времени t_1 после начала измерения МЗ сигналов будут равны:

$$U_{11} = U_m \sin \alpha_1; \quad U_{21} = U_m \cos \alpha_1; \quad I_{11} = I_m \sin(\alpha_1 + \varphi),$$

где α_1 – начальная фаза входного напряжения в момент времени t_1 .

В момент равенства ортогональных составляющих напряжения (момент времени t_2) МЗ сигналов примут вид:

$$U_{12} = U_m \sin \alpha_2; \quad U_{22} = U_m \cos \alpha_2; \quad I_{12} = I_m \sin(\alpha_2 + \varphi),$$

где α_2 – фаза входного напряжения в момент времени t_2 .

Равенство МЗ напряжения U_{12} и U_{22} имеет место при угле $\alpha_2 = \frac{\pi}{4} + \pi l$, где $l = 0, 1$. При этом МЗ сигналов примут следующий вид:

$$U_{12} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; I_{12} = I_m \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right).$$

Произведя соответствующие преобразования, можно найти выражения для определения основных ППС:

– при измерении среднеквадратических значений (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = |U_{12}|; \quad (1)$$

$$I_{СКЗ} = \frac{\sqrt{(I_{11}|U_{12}| - I_{12}U_{21})^2 + (I_{12}U_{11} - I_{11}|U_{12}|)^2}}{|U_{11} - U_{21}|}; \quad (2)$$

– при измерении активной (АМ) и реактивной (РМ) мощности

$$P = \frac{|U_{12}|(I_{11}|U_{12}| - I_{12}U_{21})}{U_{11} - U_{21}}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{|U_{12}|(I_{12}U_{11} - I_{11}|U_{12}|)}{U_{11} - U_{21}}. \quad (4)$$

Как уже было отмечено выше, одной из основных проблем, которые могут возникнуть при использовании аппроксимационных методов измерения ППС, является погрешность, обусловленная несоответствием большинства реальных сигналов ГМ.

Проведем оценку такого вида погрешности. Для этого будем использовать известную методику оценки погрешности вычисления функции [12]. Погрешность определения функции с приближенно заданными аргументами можно найти с помощью дифференцирования этой функции. Для получения предельных оценок погрешности аргументам присваиваются приращения, которые соответствуют наибольшему отклонению реального сигнала от ГМ.

При использовании выражений (1) – (4) предельные значения абсолютных погрешностей (АБП) определения ППС принимают вид:

$$\Delta U_{СКЗ} = \left| \frac{\partial U_{СКЗ}}{\partial U_{12}} \right| \Delta U_{\max}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{СКЗ} = \left(\left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial U_{21}} \right| \right) \Delta U_{\max} + \left(\left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial I_{12}} \right| \right) \Delta I_{\max}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left(\left| \frac{\partial P}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{21}} \right| \right) \Delta U_{\max} + \left(\left| \frac{\partial P}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial I_{12}} \right| \right) \Delta I_{\max}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial U_{11}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{21}} \right| \right) \Delta U_{\max} + \left(\left| \frac{\partial Q}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial I_{12}} \right| \right) \Delta I_{\max}. \quad (8)$$

АБП аргументов в выражениях (5)–(8) ΔU_{\max} и ΔI_{\max} соответствуют максимальным отклонениям МЗ реальных сигналов от соответствующих значений

ГМ и в предельном случае равны

$$\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} \quad \text{и} \quad \Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik},$$

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

U_{1m} и I_{1m} – амплитуды первых гармоник сигналов;

U_{km} и I_{km} – амплитуды высших гармоник напряжения и тока порядка k .

Из выражений (5)–(8) и (1)–(4) можно найти относительные погрешности (ОТП) измерения СКЗ сигналов и приведенные погрешности (ППП) определения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{СКЗ}} = \frac{\sqrt{2} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}}; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{СКЗ}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 |\sin \alpha_1 - \cos \alpha_1|}} \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} |\sin \varphi - \cos \varphi| [|\sin \varphi| + |\cos \varphi| + \right. \\ \left. + \sqrt{2} |\sin(\alpha_1 + \varphi)|] + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} [|\sin \varphi - \cos \varphi| + \sqrt{2} |\cos(\alpha_1 + \varphi)|] \right\}; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 |\sin \alpha_1 - \cos \alpha_1|}} \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} [|\sin \varphi| + |\cos \varphi| + \right. \\ \left. + |2 \sin(\alpha_1 + \varphi) + \cos \varphi (\sin \alpha_1 - \cos \alpha_1)|] + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (1 + \sqrt{2} |\cos \alpha_1|) \right\}; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 |\sin \alpha_1 - \cos \alpha_1|}} \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} [|\sin \varphi| + |\cos \varphi| + \right. \\ \left. + \sqrt{2} |\sin \varphi (\sin \alpha_1 - \cos \alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \varphi)|] + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (1 + \sqrt{2} |\sin \alpha_1|) \right\}. \quad (12)$$

Из анализа выражений (9)–(12) следует, что ОТП измерения СКЗ напряжения зависит только от гармонического состава сигнала напряжения. ОТП определения СКЗ тока и ППП измерения АМ и РМ зависят еще и от угла сдвига фаз между напряжением и током φ и момента начала измерения, характеризуемого начальной фазой α_1 .

Для оценки предельных значений погрешностей измерения ППС следует по-

строить графики зависимости погрешностей определения СКЗ тока, АМ и РМ от φ и α_1 .

Графики зависимости ОТП измерения СКЗ тока и ПРП определения АМ и РМ от φ и α_1 при наличии в сигналах первой и третьей гармоники с коэффициентами $h_{u3} = h_{i3} = 0,1\%$, построенные на основе выражений (10)–(12), представлены на рис. 2–4.

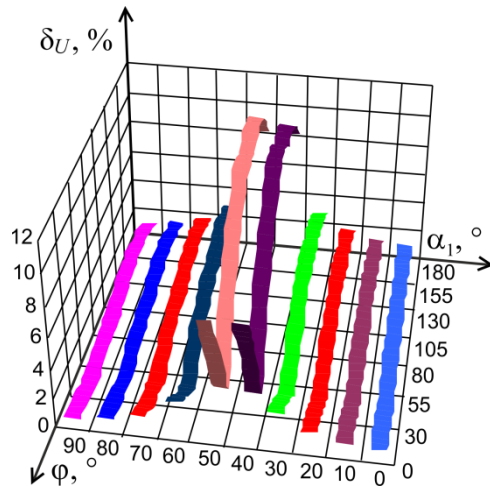


Рис. 2. Графики зависимости $\delta_{I_{СКЗ}}$ от φ и α_1

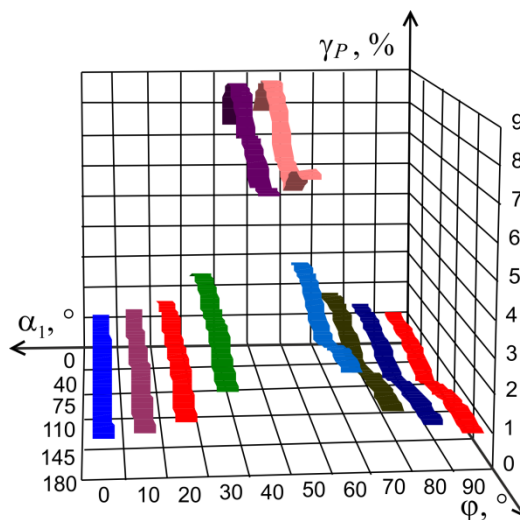


Рис. 3. Графики зависимости γ_P от φ и α_1

Анализ показывает, что при $\alpha_1 = 45^\circ$ знаменатели выражений (10)–(12) обращаются в ноль. Этим объясняется резкое увеличение погрешностей в окрестностях 45° (начальные фазы, равные 40° и 50° , на рис. 2–4).

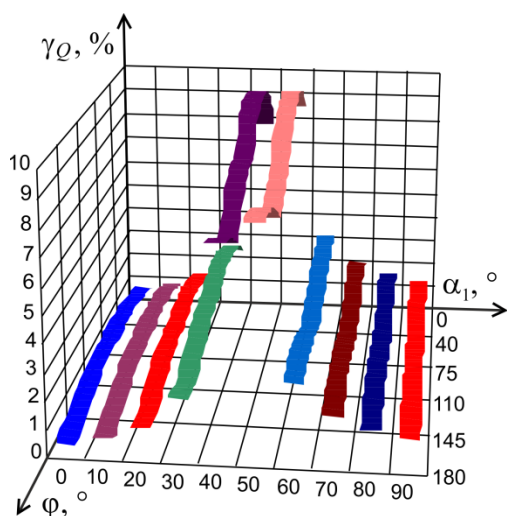


Рис. 4. Графики зависимости γ_Q от ϕ и α_1

Таким образом, полученные в работе результаты позволяют оценить предельные значения погрешностей определения ППС и, следовательно, выбрать области его возможного использования в зависимости от гармонического состава сигналов в цепях контролируемых объектов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев В.С. Анализ погрешности измерения параметров периодических сигналов из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели // Современные материалы, техника и технологии. – 2015. – № 3 (3). – С. 172–178.
3. Melent'ev V.S., Ivanov Yu.M., Lychev A.O. A method of measuring integral characteristics from the instantaneous values of signals separated in time and space // Measurement Techniques: Volume 57, No. 9, October, 2014. – Page 979–984.
4. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Муратова В.В. Синтез и анализ методов оперативного измерения параметров периодических процессов на основе формирования дополнительных сигналов / Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Труды XVI междунар. конф. – Самара: Самарский научный центр РАН, 2014. – С. 717–722.
5. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Муратова В.В. Сокращение времени измерения интегральных характеристик при использовании ортогональных составляющих гармонических сигналов / Измерения, контроль, информатизация: матер. XV междунар. науч.-техн. конф. – Барнаул: Изд-во АлтГТУ, 2014. – С. 73–75.
6. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Сеницын А.Е. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3 (35). – С. 84–89.
7. Мелентьев В.С., Муратова В.В., Ярославкина Е.Е. Метод и система измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих сигналов // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2013. – № 4 (40). – С. 206–209.
8. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Ярославкина Е.Е. Метод измерения характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / Техника и технологии: пути инновационного развития: Матер. III Междунар. науч.-практ. конф. – Курск: Юго-Зап. гос. ун-т, 2013. – С. 126–129.
9. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Симонов А.В. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения ортогональных составляющих гармонических сигналов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 58–62.
10. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Пескова А.С. Совершенствование методов и средств измерения параметров гармонических сигналов на основе сравнения их ортогональных составляющих

- щих // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 34–40.
11. Мелентьев В.С., Рудаков Д.В. Методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, основанные на сравнении их ортогональных составляющих / Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях: межвуз. сборник. – Вып. 1. – Бийск: Изд-во Алтайского гос. техн. ун-та им. И.И. Ползунова, 2011. – С. 129–131.
 12. Мелентьев В.С. Иванов Ю.М., Муратова В.В. Анализ погрешности метода измерения интегральных характеристик, обусловленной отклонением формы сигнала от гармонической модели // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Физико-математические науки. – 2013. – № 2 (31). – С. 80–84.

Статья поступила в редакцию 2 марта 2016 г.

THE RESEARCH OF THE MEASUREMENT METHOD PARAMETERS ON THE BASIS OF THE FORMATION AND COMPARISON OF ORTHOGONAL VOLTAGE COMPONENTS

V.S. Melent'ev, V.V. Muratova, A.S. Peskova

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

A new method of measuring the parameters (RMS of voltage and current, active and reactive power) on the instantaneous values of harmonic signals is investigated. The method provides the formation of the orthogonal component of the voltage and comparison of the input and additional voltage. In contrast to the known methods based on the formation of orthogonal components of the signals, the method implementation provides the ability to start the measurement in an arbitrary time. The analysis results of the method error due to the actual signal deviation from the harmonic model is given. The obtained results allow to determine the limit values of measurement errors of parameters and to choose a possible area of use of the method.

Keywords: *the parameters of periodic signals, harmonic model, the instantaneous values, orthogonal components, an error.*

*Vladimir S. Melent'ev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Vera V. Muratova, Postgraduate Student.
Anastasia S. Peskova, Postgraduate Student.*

УДК 620.192.63

СИСТЕМА ДЕФЕКТОСКОПИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ТОКОПРОВОДЯЩЕГО ПОКРЫТИЯ ТОПЛИВНЫХ БАКОВ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ЕЕ ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Б.В. Скворцов, А.С. Самсонов, Д.М. Живоносная

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королёва
Россия, 443086, г. Самара, Московское ш., 34

Рассматривается метод контроля токопроводящего покрытия (ТПП) топливных баков летательных аппаратов. Дана конструкция устройства контроля ТПП и общее описание процесса сканирования. Произведена оценка влияния паразитной емкости на погрешность расчета. Приведены аналитические выражения, описывающие изменение емкости между ТПП и сканирующим электродом. Разработана программа моделирования процесса дефектоскопии, имитирующая проход сканирующей системы над топливным баком. Проведено исследование влияния скорости передвижения сканирующей платформы на погрешность контроля. Определена максимально допустимая скорость сканирования при заданной динамической погрешности.

Ключевые слова: топливный бак, токопроводящее покрытие, дефекты, контроль, емкостной метод, конструкция датчика, моделирование, динамическая погрешность.

Оперативный достоверный контроль целостности токопроводящих покрытий (ТПП) топливных баков ракетно-космических аппаратов является важной задачей, связанной с проблемами их безопасной эксплуатации, транспортировки и обслуживания, особенно при использовании криогенных топлив. Поверхность баков покрывают теплоизоляционным материалом с диэлектрическими свойствами. Для снятия статического электричества на теплоизоляцию наносится слой токопроводящего покрытия. В соответствии с ГОСТ необходимо металлизировать части конструкций, которые образуют внешний контур изделия с площадью поверхности более $0,2 \text{ м}^2$, а при использовании водородных топлив – с площадью поверхности более $0,02 \text{ м}^2$ [1]. На ТПП наносится лакокрасочное покрытие, что исключает визуальные и контактные методы контроля ее целостности. В процессе эксплуатации изделия, во время технологических переключений, транспортирования и обслуживания возможно появление на ТПП замкнутых трещин либо участков без покрытия. На дефектных участках скапливаются заряды статического электричества, которые могут привести к возгоранию в случае утечки или выброса топлива через пневмоклапаны. Для обеспечения сохранности изделия, наземного комплекса и людей необходим контроль целостности ТПП. Дополнительные трудности на диагностирование ТПП накладывают большие габариты контролируемого бака, которые могут составлять до 15 м длины и

Борис Владимирович Скворцов (д.т.н., проф.), научный руководитель НИЛ «Аналитические приборы и системы».

Александр Сергеевич Самсонов, аспирант.

Дарья Михайловна Живоносная, инженер НИЛ «Аналитические приборы и системы».

3 м в диаметре. Устройство должно также автоматически пропускать дефекты, площадь которых не превышает заданного значения, в частности $S_0 < 0,02 \text{ м}^2$, что в линейных размерах квадратной формы составляет $141 \times 141 \text{ мм}$.

В работе [2] описаны виды ТПП и дана классификация дефектов, которые могут иметь вид либо замкнутой трещины, либо отсутствия покрытия, полностью или частично скрытого наружным лакокрасочным материалом. В [3] дан обзор методов и устройств дефектоскопического контроля различных видов ТПП, где отмечено, что известные радиационные, ультразвуковые, магнитные, вихретоковые методы имеют существенное ограничение, особенно при контроле многослойных крупногабаритных изделий. В частности, вихретоковые методы критичны к толщине и равномерности ТПП. На баках летательного аппарата колебания толщины токопроводящей пленки составляют $0,05\text{--}0,1 \text{ мм}$, что делает применение вихретоковых методов невозможным из-за больших погрешностей. Кроме того, вихретоковые методы фиксируют все дефекты подряд, что нецелесообразно для решения поставленной задачи и увеличивает время контроля.

Разработано устройство, защищенное патентом [4], реализующее емкостной метод контроля целостности ТПП (рис. 1).

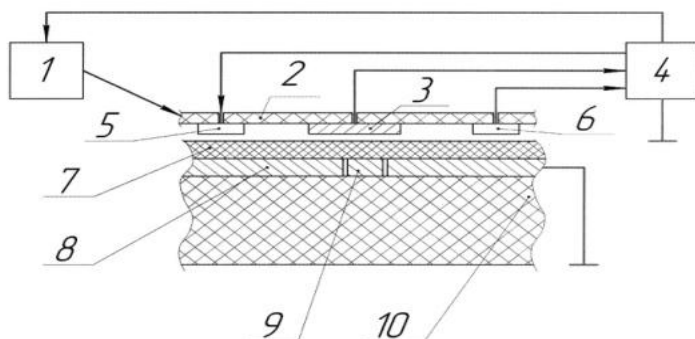


Рис. 1. Устройство контроля ТПП

Здесь электрод 3 перемещается платформой 2 вдоль токопроводящего покрытия 8 с зазором, контролируемым датчиком 6. Платформа 2 перемещается по сигналам устройства управления и обработки 4, в которое с электрода 3 поступает сигнал, пропорциональный текущему значению емкости конденсатора, образованного электродом 3 и ТПП 8, а также с датчика 6 сигнал, пропорциональный расстоянию между ними. Фиксируемые значения $C_{\text{тек}}$ непрерывно сравниваются в устройстве обработки 4 с эталонным значением емкости C_0 и вычисляется разность $\Delta C_{\text{тек}} = C_0 - C_{\text{тек}}$. Устройство обозначения дефекта 5 маркирует на слое защитного покрытия 7 дефектную область по сигналу устройства обработки 4, который появляется в случае, если выполняется неравенство $\Delta C_{\text{тек}} \geq \Delta C_{\text{дон}}$, где $\Delta C_{\text{дон}}$ – максимально допустимое значение $\Delta C_{\text{тек}}$, выбираемое исходя из требуемой чувствительности устройства. Предложенное изобретение позволяет повысить точность контроля за счет применения датчика воздушного зазора. В схеме: 9 – участок ТПП с дефектом, 10 – теплоизоляция.

В общем случае суммарный ток датчика зависит от площади дефекта и конструктивных параметров обобщенной функций

$$I_{\Sigma} = F(S_0, d_k, \sigma_k, \varepsilon_k, \omega, U_m) = A(S_0, d_k, \sigma_k, \varepsilon_k, \omega, U_m) e^{j\phi(S_0, d_k, \sigma_k, \varepsilon_k, \omega, U_m)}, \quad (1)$$

где S_d – площадь дефекта; d_k – толщина каждого слоя; σ_k, ε_k – проводимость и диэлектрическая проницаемость каждого слоя; ω, U_m – частота и напряжение питания датчика.

Общий процесс контроля иллюстрируется рис. 2, согласно которому платформа 2 перемещается вдоль поверхности специальным координатно-позиционирующим устройством, управляемым электроприводом 8 с датчиком положения 9.

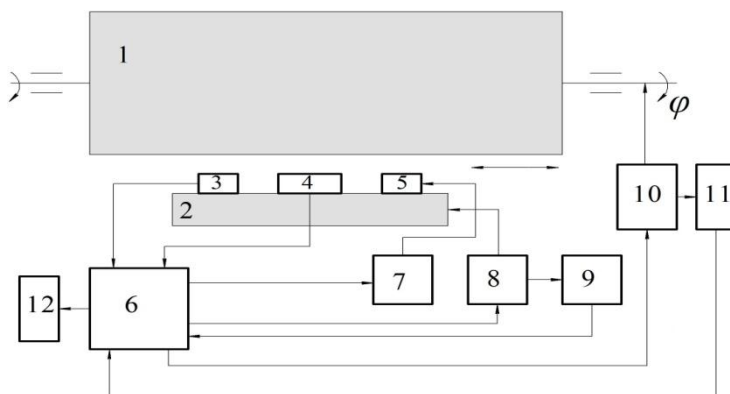


Рис. 2. Структурная схема системы контроля ТПП топливного бака:

1 – топливный бак; 2 – сканирующая платформа; 3 – датчик зазора; 4 – емкостной датчик (сканирующий электрод); 5 – форсунка; 6 – блок управления; 7 – устройство управления картриджем; 8 – электропривод платформы; 9 – датчик положения; 10 – электропривод поворота бака; 11 – датчик угла поворота; 12 – компьютер

При проходе датчика по всей длине бак поворачивается электроприводом 10 на фиксированный угол, определяемый размером электрода, и процесс сканирования повторяется. Если под электродом оказывается дефект, то форсунка делает на баке линию, соответствующую его длине по траектории сканирования.

Расчеты, проведенные на основе анализа электрического поля в структуре датчика, показанного на рис. 1, с учетом рассеивания показали, что дефекты мало влияют на проводимость, зато емкость датчика существенно зависит от их размеров. График изменения емкости при смещении электрода над замкнутым дефектом показан на рис. 3.

На основе численных расчетов, а также аналитических исследований [5] дана оценка влияния паразитных емкостей на информационный сигнал датчика. Показано, что относительное значение паразитной емкости C_{II} определится

$$\gamma = \frac{C_{II}}{C_0} = \frac{0,005[\ln(\frac{8\pi b}{d_B + d_L}) - 3]}{b} (\frac{d_B}{\varepsilon_B} + \frac{d_L}{\varepsilon_L}), \quad (2)$$

где $d_B, d_L, \varepsilon_B, \varepsilon_L$ – толщина и диэлектрические проницаемости воздуха и лакокрасочного покрытия.

Формула (2) позволяет выбрать такие значения ширины электрода b и толщины воздушного зазора d_B , при которых полем рассеивания можно пренебречь с заданной погрешностью. Определены условия, при которых функцию преобразования, показанную на рис. 3б, можно описать аналитически [6]:

$$C(x) = C_1 + C_2 + C_3, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{при } x \leq x_0 \quad C_1 &= \varepsilon_0 \frac{b^2}{A}, C_2 = 0, C_3 = 0; A = \frac{d_6}{\varepsilon_6} + \frac{d_3}{\varepsilon_3}, B = \frac{d_{II}}{\varepsilon_{II}} + \frac{d_T}{\varepsilon_T}; \\ \text{при } x_0 \leq x \leq x_0 + b \quad C_1 &= \varepsilon_0 \frac{b(b-x+x_0)}{A}, C_2 = \varepsilon_0 \frac{b(x-x_0)}{A+B}, C_3 = 0; \\ \text{при } x_0 + b \leq x \leq x_0 + D \quad C_1 &= 0, C_2 = \varepsilon_0 \frac{b^2}{A+B}, C_3 = 0; \\ \text{при } x_0 + D \leq x \leq x_0 + b + D \quad C_1 &= 0, C_2 = \varepsilon_0 \frac{b(b-x+x_0+D)}{A+B}, C_3 = \varepsilon_0 \frac{b(x-x_0-D)}{A}; \\ \text{при } x \geq x_0 + b + D \quad C_1 &= 0, C_2 = 0, C_3 = \varepsilon_0 \frac{b^2}{A}. \end{aligned}$$

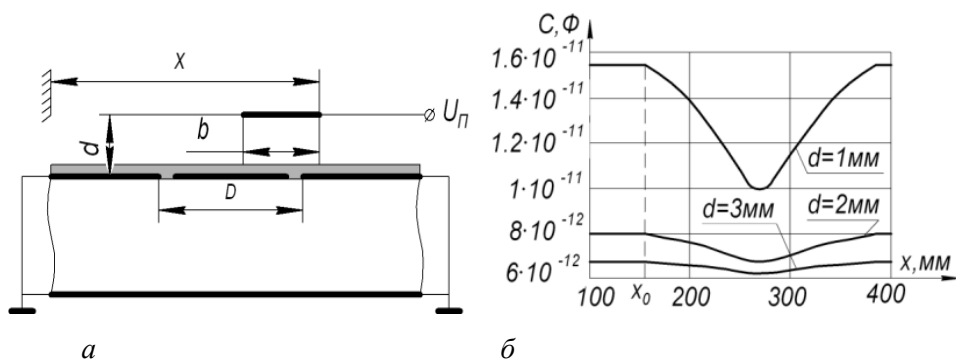


Рис. 3. Изменение емкости датчика при перемещении электрода над дефектом при $b = 100$ мм, $D = 140$ мм, b – ширина электрода, d – воздушный зазор, D – размер дефекта, x_0 – начальная координата дефекта

Приближенная математическая модель (3) аппроксимирует график на рис. 3б отрезками прямых с погрешностью $\gamma < 1\%$, что свидетельствует о корректности разработанных теоретических положений.

График на рис. 3б иллюстрирует функцию преобразования емкостного датчика $C(x)$ при скорости сканирования много меньшей скорости инерционных процессов схем обработки сигнала. Скорость сканирования является важнейшим параметром процедуры контроля, влияющим на информационные сигналы. Разработана программа в среде MATLAB – SIMULINK, которая позволяет произвести моделирование процедуры дефектоскопии, сущность которой состоит в том, что программа имитирует сигналы, описывающие движение платформы с электродом, датчиком воздушного зазора и картриджем с краской над поверхностью бака. При прохождении измерительной системы над областью, содержащей дефект, емкость между электродом и ТПП падает (рис. 3б) и система производит маркировку проблемного участка бака краской. Функциональная схема моделирования приведена на рис. 4.

При старте блок 1 начинает производить отсчет времени моделирования. Сигнал с блока 1 поступает на блок 3 и одновременно на блок 2. Блок 2 содержит массив данных, описывающий изменение скорости во времени. Блок 3 производит умножение параметров «скорость» и «время». Таким образом, на выход блока 3 поступает координата начала электрода x , после чего сигнал поступает в подсистему 4, которая производит остановку сканирования при достижении электродом края платформы. При условиях, удовлетворяющих продолжению моделирования, сигнал, представляющий собой изменяющуюся во времени ко-

ординату электрода, поступает в подсистемы 5 и 7, моделирующие работу емкостного датчика дефекта и датчика зазора.

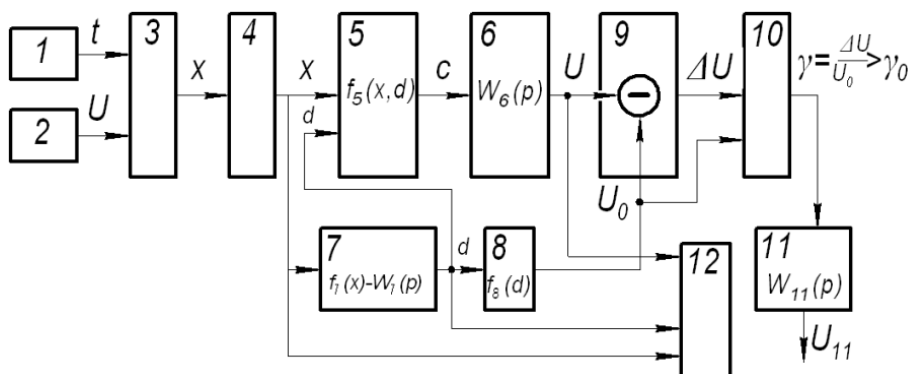


Рис. 4. Функциональная схема программы моделирования процесса контроля ТПП:
 1, 2 – блоки задания времени и скорости; 3 – блок умножения; 4 – подсистема «стоп»;
 5 – емкостной датчик; 6 – звено преобразования емкости; 7 – датчик зазора; 8 – звено формирования опорного сигнала; 9 – сравнивающее устройство; 10 – устройство обработки; 11 – устройство управления форсункой; 12 – блок записи

В блоке 5 табличной функцией $F_5(x, d)$ задается закон изменения емкости от координаты x и зазора d . Эта функция моделирует расположение дефекта, который имеет вид, показанный на рис. 3а. При отсутствии дефекта $F_5(x, d) = Const$ динамическое звено преобразования емкости в электрический сигнал описывается передаточной функцией $W_6(p) = \frac{k_6}{(T_6 p + 1)}$. В блоке 7 изменение зазора по координате задается табличной функцией $F_7(x)$, значение которой преобразуется в электрический сигнал динамическим звеном с передаточной функцией $W_7(p) = \frac{k_7}{(T_7 p + 1)}$. Функция $F_7(x)$ моделирует изгибы поверхности относительно эталонного значения, в идеальном случае $F_7(x) = Const$. В звене формирования опорного сигнала U_0 моделируется функция $F_8(d)$, которая показывает, как нужно скорректировать эталонное значение сигнала при изменении зазора, чтобы его изменение не было принято как дефект, при $d = Const$, $F_8(d) = Const$. Сравнивающее устройство вычитает сигналы, соответствующие текущему и эталонному для текущего зазора значениям емкости датчика $\Delta U = U_0 - U$. Устройство обработки осуществляет вычисление относительного отклонения ϵ и его анализ, на основе которого при $\gamma > \gamma_0$ выдает сигнал управления на форсунку, которая делает отметку о наличии дефекта. Устройство управления форсункой моделируется звеном запаздывания $W_{11}(p) = e^{-p\tau}$. Блок записи фиксирует в виде протокола текущее значение емкости и зазора в зависимости от координаты поверхности. Разработанная модель позволяет исследовать устройство при изменении следующих параметров: скорость перемещения платформы, неровности поверхности, дефекты токопроводящего покрытия бака, инерционность датчиков и исполнительного устройства. Исследовано влияние скорости сканирования и постоянных времени датчиков на информационные сигналы и погрешность определения координат дефекта, результаты показаны на рис. 5.

Из графика видно, что увеличение скорости сканирования V и постоянных времени T схем обработки приводит к уменьшению амплитуды изменения сигнала дефекта и смещению его по направлению сканирования. При увеличении скорости V и постоянных времени звеньев T уменьшается минимальное значение

емкости, соответствующее наличию дефекта на поверхности. Также смещается координата центра дефекта. При $V \rightarrow \infty$ или $T \rightarrow \infty$ разность между максимальным и минимальным значениями емкости стремится к нулю ($\Delta C_0 = C_{\text{MAX}} - C_{\text{MIN}} \rightarrow 0$). При выбранном пороге ΔC и каких-то значениях V и T возникнет ситуация, когда электрод «проскочит» дефект, при этом емкость не успеет измениться на величину, большую порогового значения ΔC . Получена формула, связывающая скорость сканирования, допустимую динамическую погрешность Δx_D и конструкционные параметры датчика:

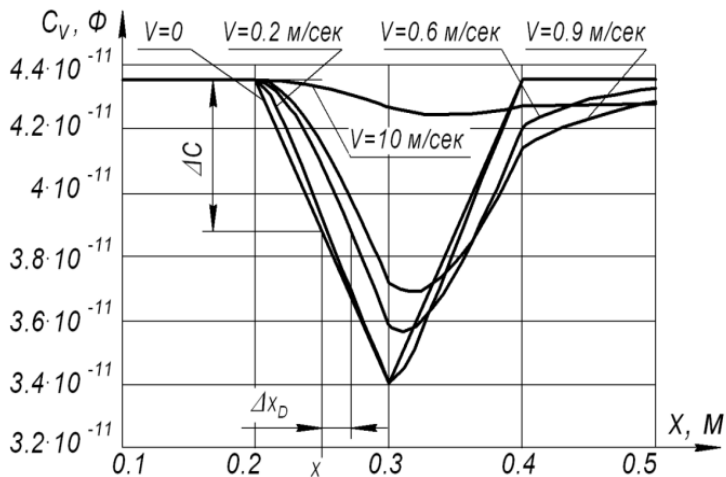


Рис. 5. Изменение емкости при различных скоростях сканирования, $D = b$, $T = T_6 = T_7 = 0.1$ сек

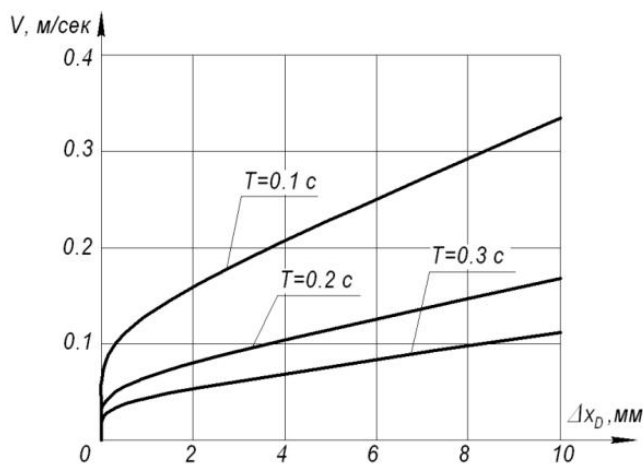


Рис. 6. График определения предельной скорости сканирования по заданной динамической погрешности

$$V = \frac{\Delta C(A+B) - b\varepsilon_0 \Delta x_D}{b\varepsilon_0 T \cdot \ln\left[1 - \frac{\Delta C(A+B)}{\Delta C(A+B) - b\varepsilon_0 \Delta x_D}\right]} \quad (4)$$

Формула (4) справедлива при $x_0 < x < x_0 + b$. По заданной погрешности Δx_D и известным конструкционным параметрам можно найти предельную скорость сканирования. График изменения скорости сканирования в зависимости от динамической погрешности при различных T показан на рис. 6.

Анализ данных моделирования показал, что устройство производит маркировку в пределах местонахождения дефекта, заданного блоком 5 на рис. 4, и что результаты не зависят от изменения зазора. Разработанная имитационная модель позволяет исследовать в динамическом режиме влияние многих конструкционных и схемотехнических параметров на точность и достоверность идентификации дефектов, проводить выбор параметров, оптимизацию режимов сканирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Каргин Н.Т., Волоцув В.В.* Конструкция и проектирование изделий ракетно-космической техники. Ч. 1. Конструирование изделий ракетно-космической техники: электрон. учеб. пособие. – Самара, 2012. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).
2. *Самсонов А.С., Скворцов Б.В.* Контроль целостности токопроводящего покрытия топливных баков летательных аппаратов // *Авиакосмическое приборостроение*. – 2015. – № 9. – С. 34–40.
3. *Скворцов Б.В., Самсонов А.С., Блинов Д.И.* Проблемы дефектоскопического контроля токопроводящего покрытия топливных баков летательных аппаратов // *Известия СНЦ РАН*. – 2016. – № 9. – С. 34–40.
4. Пат. 159780 Российская Федерация, МПК G01N27/24. Устройство контроля целостности токопроводящего покрытия на диэлектрическом материале / *Б.В. Скворцов, А.С. Самсонов, Д.И. Блинов*. – № 2015154359/28; заявл. 17.12.15; опубл. 20.02.16, Бюл. № 5. – 2 с.
5. *Мишин А.И.* Математическое моделирование процессов рассеяния энергии в тонкопленочных электролюминесцентных конденсаторах: Дис. ... канд. техн. наук. – Ульяновск, 2007. – 106 с.
6. *Батищев В.И., Мелентьев В.С.* Измерение параметров емкостных датчиков положения и перемещения. – М: Машиностроение-1, 2005. – 124 с.

Статья поступила в редакцию 1 апреля 2016 г.

FLAW DETECTION CONTROL SYSTEM OF CONDUCTIVE COATING OF AIRCRAFT FUEL TANKS AND ITS SIMULATION MODELING

B.V. Skvortsov, A.S. Samsonov, D.M. Zhivonosnovskaya

S.P. Korolyov Samara State University
34, Moskovskoye sh., Samara, 443086, Russian Federation

The conductive coating control method of the aircraft fuel tanks is discussed. Monitoring device construction and a general description of the scanning process are given. The effect of stray capacitance on the calculation error is made. The analytical equations describing the change in the capacitance between the conductive coating and scanning electrode are provided. A program of flaw detection of the modeling process simulating the passage of the scanning system over the fuel tank is developed. A maximum scanning velocity at given dynamic error is defined.

Keywords: fuel tank, conductive coating defects, control, capacitive method, sensor construction, simulation, dynamic error.

*Boris V. Skvortsov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Alexander S. Samsonov, Postgraduate Student.
Driya M. Zhivonosnovskaya, Engineer.*