



ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.317

**С. В. БИРЮКОВ
А. В. ТЮКИН**Омский государственный
технический университет,
г. ОмскСибирский государственный
автомобильно-дорожный университет,
г. Омск

КОНСТРУКТИВНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ТРЕХКООРДИНАТНЫХ ДАТЧИКОВ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

В статье рассматривается вопрос повышения точности преобразования трехкоординатных датчиков напряженности электрического поля за счет их конструктивного исполнения. Проанализированы характерные для трехкоординатных датчиков инструментальные (конструктивные) погрешности. Анализу подверглись погрешность результирующей чувствительности трехкоординатного датчика, погрешность параллельности пар чувствительных элементов и погрешность, вызванная неортогональностью координатных осей датчика. Показывается, что погрешность результирующей чувствительности может быть сведена к желаемому минимуму за счет попоординатной градуировки датчика, погрешность параллельности пар чувствительных элементов прямо пропорциональна квадрату угла отклонения и при отклонении $\Delta=4^\circ$ она составляет всего 0,25 % и в большинстве случаев ей можно пренебречь. Погрешность ортогональности координатных осей может быть значительной и достигать единиц процентов (1,75 %/град). Уменьшить эту погрешность можно только строгим соблюдением ортогональности координатных осей датчика.

Ключевые слова: трехкоординатный датчик, конструктивные погрешности, погрешность чувствительности, погрешность непараллельности, погрешность неортогональности.

Введение. Точное измерение одной из характеристик электрического поля такой, как напряженность, представляется довольно сложной задачей.

Сложность задачи состоит в том, что:

— во-первых, приборы и датчики измерения напряженности электрического поля проходят градуи-

ровку (поверку) в нормальных (идеальных) условиях. В нормальных условиях исключаются влияния внешних тел и окружающей среды на показания прибора. В реальных условиях происходит взаимодействие датчика с окружающими его предметами, растительным миром и техническими объектами,

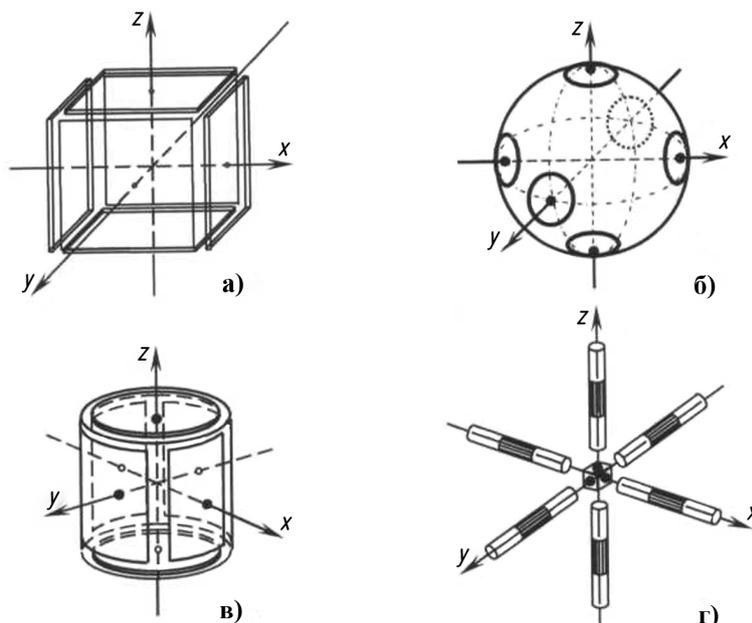


Рис. 1. Варианты построения трехкоординатных датчиков:
 а) — с плоскими чувствительными элементами;
 б) — со сферическими чувствительными элементами;
 в) — с цилиндрическими чувствительными элементами;
 г) — с осевыми чувствительными элементами

приводящими к значительным погрешностям измерения;

— во-вторых, напряженность электрического поля является векторной величиной, измерять которую удобнее (не требуется ориентация датчика в пространстве) трехкоординатными датчиками. Особенностью этих датчиков является то, что их чувствительные элементы попарно устанавливаются на трех координатных осях прямоугольной декартовой системы координат. Технологически обеспечить ортогональность и параллельность установки чувствительных элементов на корпусе датчика не всегда представляется возможным. При несоблюдении параллельности и ортогональности расположения чувствительных элементов датчика будут возникать инструментальные (конструктивные) погрешности.

Таким образом, как и в первом, так и во втором случаях конструктивно датчик стремятся изготовить так, чтобы свести к минимуму указанные погрешности.

Примеры форм различных конструкций трехкоординатных датчиков с тремя парами чувствительных элементов представлены на рис. 1 (рис. 1а [1], рис. 1б [2, 3], рис. 1г [4]).

Инструментальные погрешности трехкоординатных датчиков несложно определить, если учесть, что:

— чувствительности g_x , g_y и g_z по трем его координатным осям равны и равны g ;

— модуль вектора напряженности электрического поля определяется геометрическим суммированием трех составляющих, выделяемых датчиком согласно выражению

$$E = g \sqrt{u_x^2 + u_y^2 + u_z^2}, \quad (1)$$

где g — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции датчика и его измерительных цепей, т.е. это чувствительность датчика; u_x ,

u_y , u_z — выходные сигналы датчика (электрические величины), пропорциональные составляющим вектора напряженности электрического поля и, соответственно, равные

$$u_x = g_x E_0 \cos \alpha; \quad u_y = g_y E_0 \cos \beta; \quad u_z = g_z E_0 \cos \gamma, \quad (2)$$

где g_x , g_y , g_z — чувствительности датчика по координатным осям x , y , z , α , β и γ — углы между вектором напряженности электрического поля и соответствующими координатными осями x , y , z датчика; E_0 — напряженность внешнего электрического поля, неискаженного датчиком; $\cos \alpha$, $\cos \beta$ и $\cos \gamma$ — направляющие косинусы между вектором напряженности электрического поля и соответствующими координатными осями датчика, удовлетворяющие условию [5]

$$\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta + \cos^2 \gamma = 1.$$

В общем случае чувствительности g датчика по трем координатным осям могут быть не равны, то есть $g_x \neq g_y \neq g_z$. С учетом неравенства чувствительностей и выражения (2) выражение (1) может быть приведено к виду

$$E = E_0 \sqrt{g_x^2 \cos^2 \alpha + g_y^2 \cos^2 \beta + g_z^2 \cos^2 \gamma}. \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет установить группу конструктивных погрешностей, присущих трехкоординатному датчику:

- погрешность чувствительности δ_g ;
- погрешность параллельности чувствительных элементов $\delta_{\text{парал.}}$;
- погрешность ортогональности координатных осей $\delta_{\text{орт.}}$.

Все эти составляющие погрешностей вызваны неточностью изготовления корпуса датчика, расположения чувствительных элементов по трем его ортогональным осям и их непараллельностью

расположения относительно друг друга. Эти погрешности являются конструктивными, относящимися к группе систематических погрешностей.

Погрешность чувствительности δ_g . Эта погрешность возникает из-за неравенства чувствительности по каждому каналу преобразования трехкоординатного датчика, то есть в выражении (3) $g_x \neq g_y \neq g_z \neq g$.

Пусть $g_x = g(1 \pm \delta_x)$, $g_y = g(1 \pm \delta_y)$, $g_z = g(1 \pm \delta_z)$, где g — расчетная чувствительность датчика, условно принятая равной $k=1$; δ_x , δ_y , δ_z — погрешности, вызванные отклонениями чувствительности по каждой координате преобразования трехкоординатного датчика от расчетной. Тогда, воспользовавшись выражением (3) и выражением для относительной погрешности

$$\delta = \frac{E - E_0}{E_0}, \quad (4)$$

где E — напряженность электрического поля, определяемая выражением (1), находим

$$\delta_g = \sqrt{\frac{1 + \delta_x(\delta_x + 2)\cos^2 \alpha + \delta_y(\delta_y + 2)\cos^2 \beta + \delta_z(\delta_z + 2)\cos^2 \gamma}{1}} - 1. \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что погрешность чувствительности δ_g в общем случае зависит от ориентации трехкоординатного датчика в пространстве и максимум этой погрешности совпадает с наибольшей погрешностью чувствительности одного из каналов преобразования датчика. Это значит, что если в выражении (5) $\delta_x < \delta_y < \delta_z$, то $\delta_{g_{max}} = \pm \delta_z$. Поэтому для исключения зависимости погрешности чувствительности от ориентации датчика, необходимо соблюдать условие $\delta_x = \delta_y = \delta_z = \delta$. При этом условии погрешность δ_g будет зависеть только лишь от погрешности чувствительности δ .

Погрешность чувствительности δ сильно зависит от точности изготовления как корпуса датчика, так и его чувствительных элементов.

Однако, выполняя поочередно градуировку трехкоординатного датчика напряженности электрического поля по каждому из каналов преобразования, можно свести эту погрешность к желаемому минимуму.

Погрешность параллельности чувствительных элементов $\delta_{парал.}$. Она возникает, если парные чувствительные элементы датчика расположены не параллельно друг другу. Непараллельность парных чувствительных элементов, расположенных по трем координатным осям датчика, приведет к неравенству чувствительности по каждому каналу преобразования датчика. Тогда в выражении (3) будем считать, что $g_x \neq g_y \neq g_z$. Для рассмотрения этой погрешности обратимся к рис. 2, где показана пара непараллельных чувствительных элементов, расположенных на одной из координатных осей датчика, например, оси z . С пары чувствительных элементов датчика формируется дифференциальный (разностный) сигнал. Если пара чувствительных элементов параллельна, то дифференциальный сигнал с ней будет равен

$$E_1 = E_0 - (-E_0) = 2E_0. \quad (6)$$

Здесь коэффициент чувствительности при дифференциальном включении датчика $g=2$. Если пара чувствительных элементов непараллельна, то

$$E = E_0 - (-E_n) = E_0 - (-E_0 \cdot \cos \Delta) = E_0(1 + \cos \Delta), \quad (7)$$

где Δ — угол отклонения от параллельности чувствительных элементов.

В этом случае чувствительность $g = 1 + \cos \Delta$. Тогда для каждой координатной оси чувствительности будут $g_x = 1 + \cos \Delta_x$, $g_y = 1 + \cos \Delta_y$ и $g_z = 1 + \cos \Delta_z$ соответственно. Далее, воспользовавшись выражениями (3) и (4), находим

$$\delta_{парал.} = \sqrt{\frac{\cos^2 \Delta_x \cdot \cos^2 \alpha + \cos^2 \Delta_y \cdot \cos^2 \beta + \cos^2 \Delta_z \cdot \cos^2 \gamma}{1}} - 1. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что погрешность от непараллельности чувствительных элементов $\delta_{парал.}$ в общем случае зависит от ориентации датчика в пространстве и максимум этой погрешности будет равен при наибольшем из трех углов Δ . Это значит, что если в выражении (8) $\Delta_x < \Delta_y < \Delta_z$, то $\delta_{парал. max} = \Delta_z$. Если принять, что $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z = \Delta_{max}$, то максимальная погрешность параллельности чувствительных элементов будет

$$\delta_{парал.} = (\cos \Delta_{max} - 1) = \pm 2 \sin^2 \frac{\Delta_{max}}{2} \approx \pm \frac{\Delta_{max}^2}{2}. \quad (9)$$

График изменения этой погрешности построен в MathCAD 14 и представлен на рис. 3. На рисунке угол отклонения от параллельности изменяется от 0 до 8°, или от 0 до 0,14 рад. Из графика следует, что $\delta_{парал.}$ изменяется по параболическому закону от изменения угла Δ отклонения чувствительных элементов от горизонтали. Причем эта погрешность изменяется незначительно, т.к. при $\Delta = 8^\circ$ она составляет всего 1%, а уже при $\Delta = 4^\circ$ она составляет всего 0,25%. Обеспечить параллельность чувствительных элементов в пределах 4° не составляет большого труда. Вследствие чего этой погрешностью в большинстве случаев можно пренебречь.

Погрешность ортогональности координатных осей $\delta_{орт.}$. Она возникает, когда оси пар чувствительных элементов датчика не строго совмещены

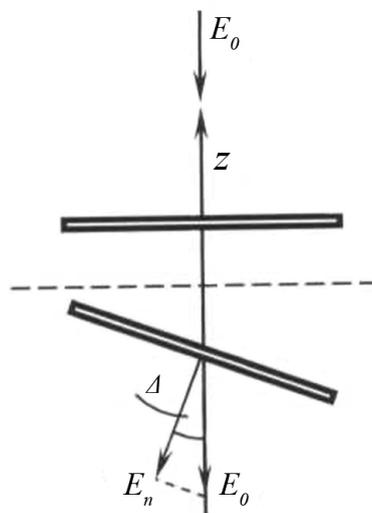


Рис. 2. К расчету погрешности от непараллельности чувствительных элементов датчика

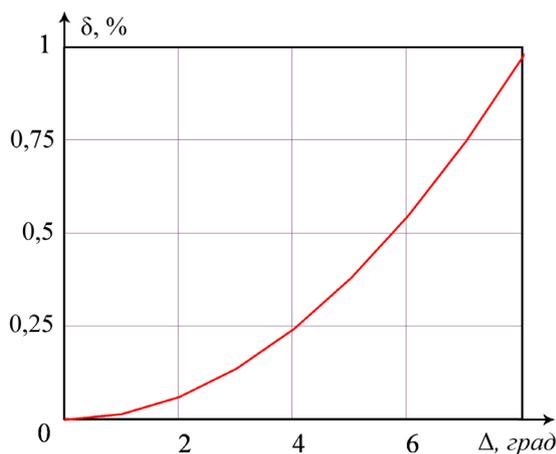


Рис. 3. График погрешности непараллельности чувствительных элементов

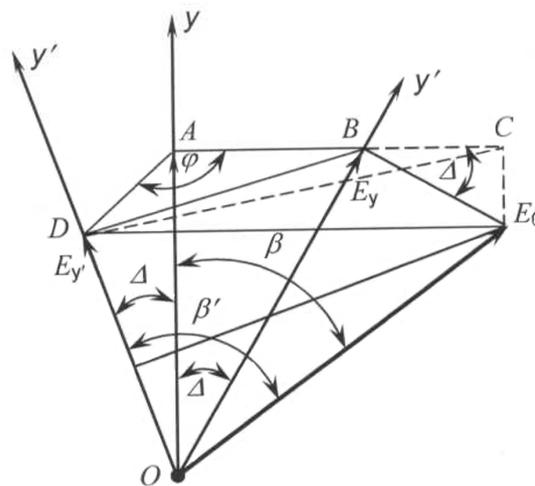


Рис. 4. К расчету погрешности трехкоординатного датчика от неортогональности координатных осей

с ортогональными осями трехкоординатного датчика напряженности электрического поля. Это приводит к тому, что в выражении (3) даже при выполнении условия $g_x = g_y = g_z = g = 1$ сумма квадратов направляющих косинусов не равна 1, то есть

$$\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta + \cos^2 \gamma \neq 1.$$

Неортогональность координатных осей ТЭСД является основной причиной, вызывающей зависимость результирующего модуля вектора напряженности электрического поля от его ориентации датчика в пространстве.

Рассмотрим эту погрешность. Выделим одну из координатных осей трехкоординатного датчика, например, ось x и будем считать, что две другие оси y и z неортогональны по отношению к ней и самих себя. Все координатные оси при этом проходят через центр датчика. Найдем направляющие косинусы между вектором напряженности электрического поля и неортогональными осями датчика и их взаимосвязь с соответствующими направляющими косинусов этого вектора по отношению к ортогональным осям.

Обратимся к рис. 4, на котором изображена одна из ортогональных координатных осей, например, y и неортогональная ось y' .

Ось y' по отношению к оси z может занимать различные произвольные положения. Эти положения задаются широтным углом Δ и долготным углом φ . Углы β и β' — это углы между вектором физической величины и соответствующей ортогональной y и неортогональной y' . Из приведенного рис. 4 не сложно найти взаимосвязь между направляющими косинусов этих углов

$$\begin{aligned} \cos \beta' &= \cos(\beta - \Delta) \left[1 - 2(\sin^2 \Delta) \cdot \sin^2 \frac{\varphi}{2} \right] - \\ &- \sin(\beta - \Delta) \cdot (\sin 2\Delta) \cdot \sin^2 \frac{\varphi}{2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Теперь найдем погрешность δ_{opt} по формуле

$$\delta_{opt} = \sqrt{\cos^2 \alpha' + \cos^2 \beta' + \cos^2 \gamma'} - 1, \quad (11)$$

где $\cos \beta'$ и $\cos \gamma'$ — определяются выражением (5), в котором для $\cos \beta'$ — широтный Δ и долготный

φ углы будут соответственно обозначаться Δ_1 и φ_1 , а для $\cos \gamma'$ эти же углы будут обозначаться как Δ_2 и φ_2 . После подстановки выражения (10) в выражение (11) и соответствующих преобразований получим

$$\delta_{opt} = \sqrt{A - B_1 \sin^2 \frac{\varphi_1}{2} + C_1 \sin^4 \frac{\varphi_1}{2} - B_2 \sin^2 \frac{\varphi_2}{2} + C_2 \sin^4 \frac{\varphi_2}{2}} - 1, \quad (12)$$

где $A = \cos^2 \alpha + \cos^2(\beta - \Delta_1) + \cos^2(\gamma - \Delta_2)$;

$$B_1 = 2 \sin^2 \Delta_1 - 2 \sin^2 \Delta_1 \cos 2\beta + \sin 2\Delta_1 \sin 2\beta;$$

$$B_2 = 2 \sin^2 \Delta_2 - 2 \sin^2 \Delta_2 \cos 2\beta + \sin 2\Delta_2 \sin 2\beta;$$

$$C_1 = 2 \sin^2 \Delta_1 - 2 \sin^2 \Delta_1 \cos 2\beta + (2 \sin^4 \Delta_1) \cdot (1 - \sin^2 \Delta_1) \sin 2\beta;$$

$$C_2 = 2 \sin^2 \Delta_2 - 2 \sin^2 \Delta_2 \cos 2\beta + (2 \sin^4 \Delta_2) \cdot (1 - \sin^2 \Delta_2) \sin 2\beta.$$

Проведем оценку δ_{opt} . Для этого сначала найдем максимум этой погрешности по φ_1 и φ_2

$$\delta_{opt, max}(\varphi_1, \varphi_2) = \sqrt{A} - 1, \quad (13)$$

а затем по β и γ , учитывая равенство $\cos^2 \alpha = 1 - \cos^2 \beta - \cos^2 \gamma$. В результате получим

$$\begin{aligned} \delta_{opt, max} &= \\ &= \sqrt{1 \pm \sin \Delta_1 \sqrt{1 + 3 \sin^2 \Delta_1} \pm \sin^2 \Delta_2 \sqrt{1 + 3 \sin^2 \Delta_2}} - 1. \end{aligned} \quad (14)$$

Предельное значение $\delta_{opt, max}$ по (9) будет, если в качестве Δ принять больший из Δ_1 и Δ_2 . Тогда получим

$$\delta_{opt, max} \leq \sqrt{1 \pm (2 \sin \Delta) \cdot \sqrt{3 \sin^2 \Delta + 1}} - 1 \approx \pm \Delta. \quad (15)$$

График изменения этой погрешности построен в MathCAD 14 и представлен на рис. 5. На рисунке широтный угол отклонения от ортогональности Δ изменяется от 0 до 2° градусов или от 0 до 0,035 радиан. Из графика следует, что скорость изменения погрешности ортогональности составляет 1,75 %/град.

Таким образом, погрешность ортогональности координатных осей трехкоординатного датчика напряженности электрического поля не превышает

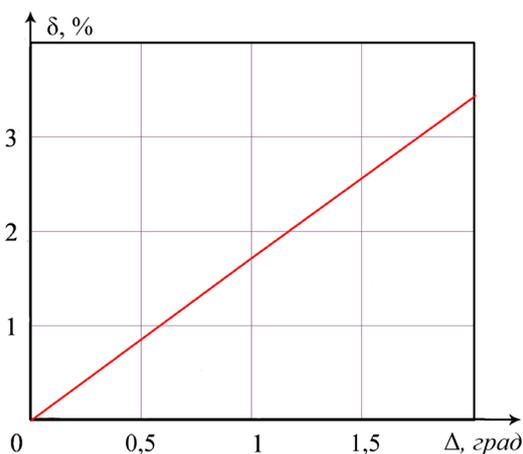


Рис. 5. График погрешности ортогональности координатных осей датчика

максимального отклонения угла Δ между ортогональной и неортогональной осью и линейно зависит от этого угла в пределах от 0 до 10° .

Погрешность $\delta_{\text{орт.}}$ нельзя свести к минимуму посредством градуировки трехкоординатного датчика. Поэтому к изготовлению датчика, особенно к разметке его координатных осей должны предъявляться жесткие требования, поскольку, согласно выражению (15), отклонения положения координатной оси от ортогональной на 1° ($0,0175$ рад) приводит к $\delta_{\text{орт.}} = 1,75\%$.

Следует отметить, что существуют приборы с однокоординатными датчиками напряженности электрического поля, поочередно измеряющими и запоминающими составляющие вектора напряженности по осям x , y и z с последующим определением его модуля по формуле (1). При этом датчик физически сначала устанавливается так, чтобы его ось совпала с направлением оси x , затем y и z . Если при этом плоскость, на которую устанавливается датчик, не строго горизонтальна, то также будет возникать погрешность от неортогональности координатных осей.

Заключение. Проведенный в статье анализ конструктивных погрешностей трехкоординатных датчиков напряженности электрического поля, вызванных их конструктивным исполнением показал, что погрешность чувствительности можно свести

к желаемому минимуму по координатной градуировкой датчика, погрешность параллельности пар чувствительных элементов трехкоординатного датчика незначительна и ею можно пренебречь в пределах непараллельности до 4° , а погрешность от неортогональности координатных осей может быть значительной и достигать единиц процентов, и градуировкой эту погрешность уменьшить нельзя. Поэтому к формированию координатных осей трехкоординатных датчиков должны предъявляться жесткие требования. Погрешность, вызванная неортогональностью координатных осей, может возникать и при поочередном измерении составляющих вектора напряженности электрического поля прибором с однокоординатным датчиком, если этот датчик не располагать в горизонтальных плоскостях осей x , y и z .

Библиографический список

1. Гатман С. Двойной измеритель электрического поля с защитой // Приборы для научных исследований. 1968. № 1. С. 45–49.
2. Horvath T., Clement G. Measurement of the distortionless electric field intensity of high voltage installations // Third International Symposium on High voltage Engineering. Milan, 28–31 Aug. 1979. P. 44.05/1–44.05/4; пер. ВЦП № Г-21913. М., 1981. 12 с.
3. Щигловский К. Б. Приборы для измерения параметров электростатического поля и их калибровка // Измерительная техника. 1978. № 5. С. 63–65.
4. Bowman R., Larson E., Belsher D. Electromagnetic field measuring device. US patent № 3750017 (A); filed September 16th, 1971; published July 31st, 1973.
5. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Наука, 1972. 874 с.

БИРЮКОВ Сергей Владимирович, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Физика» Омского государственного технического университета; профессор кафедры «Физика» Сибирского государственного автомобильно-дорожного университета (СибАДИ).

ТЮКИН Александр Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Физика» СибАДИ. Адрес для переписки: sbiryukov154@mail.ru

Статья поступила в редакцию 06.04.2017 г.

© С. В. Бирюков, А. В. Тюкин

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ СЕНСОРОВ ТРЕХКООРДИНАТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

В статье рассматривается конструктивная разработка базовой модели электроиндукционного сферического однокомпонентного и многокомпонентного сенсора с чувствительными электродами в форме полых сферических сегментов, учитывающая промышленные условия измерения. Реализация моделей сенсоров выполнена в САПР SolidWorks. Практической целью исследования является получение обоснования оптимальных и допустимых геометрических форм чувствительных электродов, обеспечивающих лучшие метрологические характеристики измерителей напряженности электрического поля в различных условиях с широким диапазоном измерения для более рационального использования производственного потенциала.

Ключевые слова: электрическое поле, напряженность, сферический датчик, сенсор, чувствительный электрод, первичный преобразователь, измерения, электрометрия.

Введение. Измерения уровней электромагнитных полей и их контроль в промышленности на соответствие нормативным документам по электромагнитной безопасности выдвигают на передний план задачу электрометрических измерений в производственных условиях. В нефтегазовой промышленности электрометрические измерения присутствуют на каждом этапе производства, это и геологические задачи, и диагностика нефтегазопроводов, и исследование физико-химических и структурных свойств сырья и процессов переработки нефти.

Согласно исследованиям [1], касающимся геологии и геофизики нефти и газа, разработки нефтяных и газовых месторождений, проектирования, сооружения и эксплуатации систем трубопроводного транспорта, автоматика и вычислительная техника нефтегазовой отрасли, каждая технологическая цепочка включает электрометрические измерения. Уделяя особое внимание диагностике нефтегазопроводов и хранению нефти, было выявлено, что для этих целей применяются приборы с минимальной относительной погрешностью $\pm 5\%$. В работе [2] представлен обзор средств измерений (СИ), возможных для использования в процессе мониторинга электромагнитных полей (ЭМП), которые возникают при транспортировке нефти и газа по трубопроводам и при перевозке автотранспортом и по железной дороге. Согласно

данным, по утвержденным типам СИ Росстандарта [3] погрешность таких приборов также составляет $\pm 5-20\%$. Однако большая погрешность измерения ЭМП не обеспечивает гарантированной безопасности транспортировки нефти и газа. Повышение точности измерений возможно за счет использования сенсоров оригинальных конструкций, поскольку именно они дают значительный вклад в результирующую погрешность средства измерения. Поэтому разработка сенсоров ЭМП для целей контроля и диагностики нефтепроводов является актуальной задачей. Этому и посвящена данная статья.

Постановка задачи. Существующая необходимость в улучшении конструктивных и, как результат, метрологических характеристик сенсоров напряженности электромагнитных полей обязывает к применению более совершенных интеллектуальных методов в разработке конструкций сенсоров, позволяющих фиксировать три ортогональные составляющие вектора электромагнитного поля с возможностью применения не только в воздушных средах, но и при требуемом контроле за напряженностью электрических полей при транспортировке нефти и других диэлектрических жидкостей по трубопроводу и хранении в резервуарных парках. Ранее проведенный анализ физических эффектов, пригодных для построения высокоточных сенсоров напряженности, ЭМП позволяет выделить электроэлектрический эффект, основанный

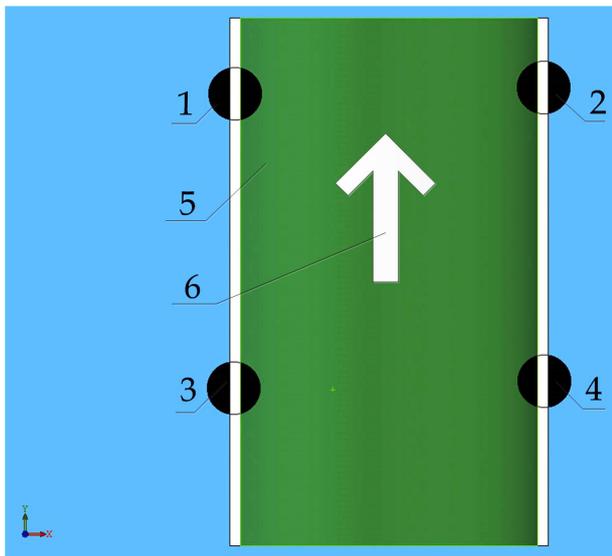


Рис. 1. Схематическое изображения расположения в трубчатой секции датчиков (сенсоров) ЭМП в продольном разрезе: 1 и 3 — передающие датчики, 2 и 4 — принимающие, 5 — труба, 6 — направление потока. Модели выполнены в системе автоматизации проектных работ (САПР) SolidWorks

на явлении электрической индукции [4]. Сенсоры, основанные на явлении электрической индукции, получили название электроиндукционных [4]. Существующие электроиндукционные трехкоординатные сферические сенсоры [5] имеют замкнутую систему чувствительных элементов, т.е. в их основе лежит проводящая сфера. Проводящая сфера, во-первых, из-за своего объема не позволяет измерять напряженность электрического поля в заданной точке пространства; во-вторых, за счет своей проводимости вносит искажения в измеряемое поле. Поэтому целесообразней для отмеченных целей использовать сенсоры с разомкнутой системой чувствительных элементов. Этому и посвящена данная работа.

Краткая теория. Несмотря на большое количество технических решений измерителей искажений электромагнитных полей (ЭМП) [2], большая часть из них предназначена для исследования характеристик электрических полей в воздушной среде, и лишь небольшая часть проводит электромагнитные измерения искажений (или потерь) [6] в средах с диэлектрической проницаемостью, не равной единице.

На рис. 1 иллюстрируется расположение датчиков в трубчатой секции в продольном разрезе. В данном примере передающие и принимающие

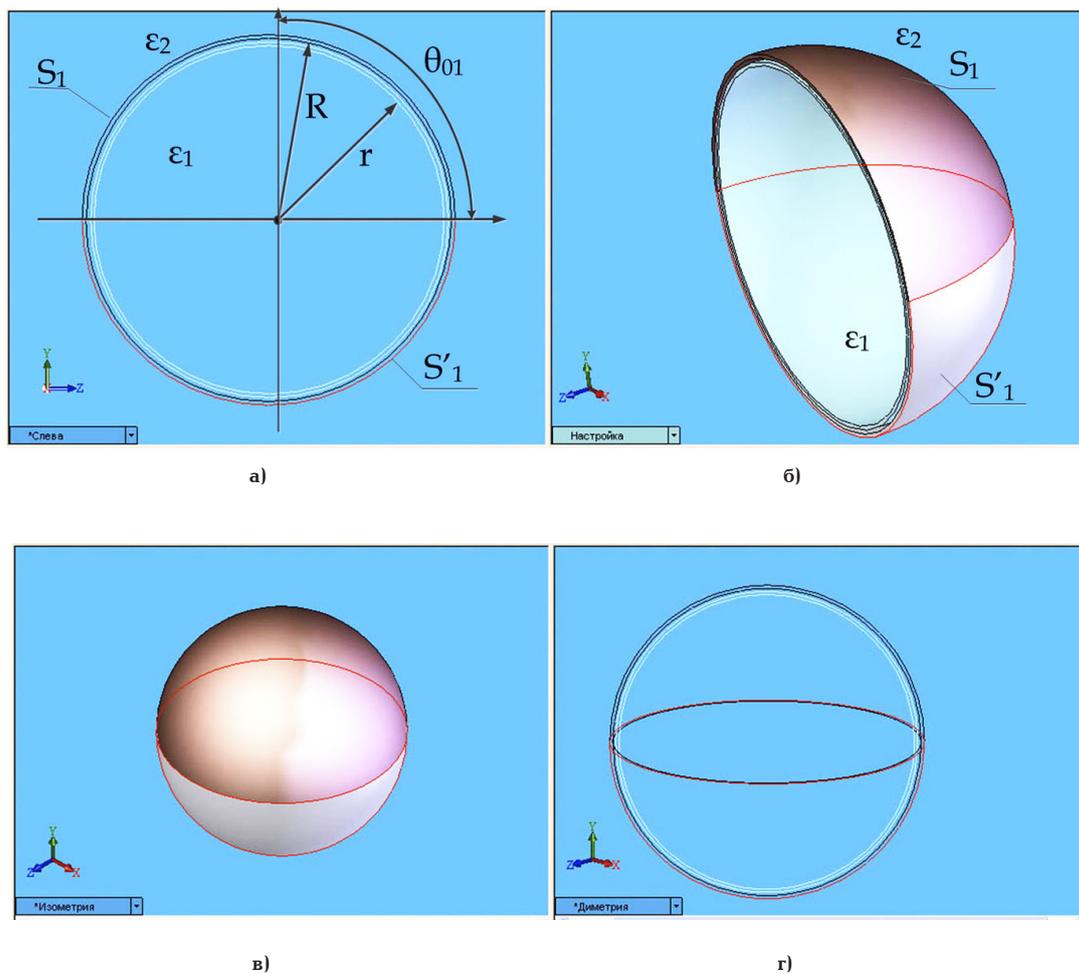


Рис. 2. Однокомпонентный датчик напряженности электрического поля в разрезе, с электродами в виде сферических сегментов, радиуса R углом θ (широтный угол сферической системы координат), при различных диэлектрических проницаемостях корпуса (ϵ_1) и окружающей среды (ϵ_2): а) схематическое изображение сенсора; б) сенсор в разрезе; в) 3D модель сенсора; г) диметрическая проекция схематической модели сенсора.

Модели выполнены в САПР SolidWorks

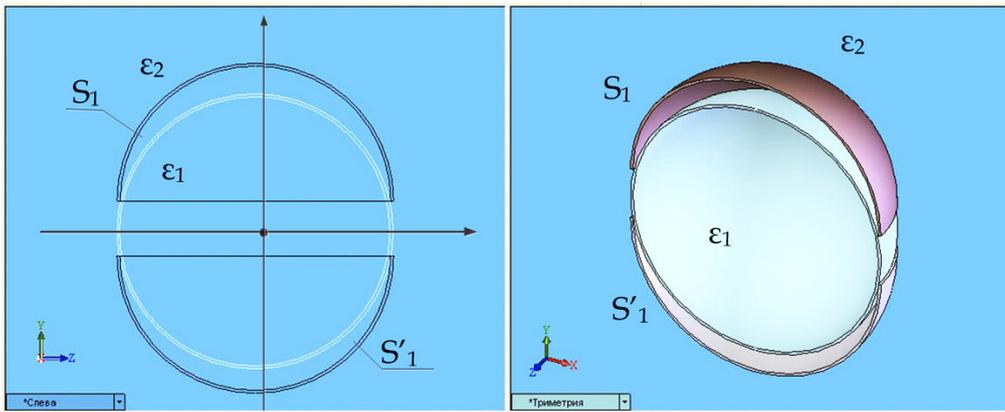


Рис. 3. Однокомпонентный датчик напряженности электрического поля с разнесенными элементами в форме полых сферических сегментов с учетом диэлектрической проницаемости корпуса, не совпадающей с диэлектрической проницаемостью окружающей среды: а) схематическое изображение однокомпонентного сенсора, б) триметрическая проекция сенсора в разрезе. Модели выполнены в САПР SolidWorks

устройства расположены на противоположных сторонах трубопровода, направление потока обозначено стрелкой. Система способна принимать и передавать широкополосный сигнал (обычно в интервале 10 МГц – 4 ГГц) посредством системы сенсоров 1 – 4. Всю конструкцию трубы, показанную на рис. 1, рассматриваем как датчик.

Важным требованием к сенсорам ЭМП в текущих средах является не только надежность и высокая точность ($\pm 5\%$), но и нейтрузивность (то есть не создание возмущений в потоке).

Рассмотрим однокомпонентный сенсор, представляющий собой проводящий сферический сегмент с внешним радиусом R , играющий роль чувствительного элемента толщиной $t=R-r$ (r — внутренний радиус сферического сегмента), ограниченного широтным углом θ_1 (рис. 2 и рис. 3). При $\theta_1 = 90^\circ$. Сферический сегмент превращается в полусферу. Таким образом однокомпонентный сенсор представляет собой две полусферы, разделенные плоскостью электрической нейтралы, которая в однородном ЭП совпадает с плоскостью геометрической нейтралы (рис. 2). В однородном ЭП полусферы (чувствительные элементы) оказываются заряженными равными по величине, но противоположными по знаку зарядами (рис. 2).

Величины, индуцированных на чувствительных элементах сенсора S (S_1 и S_1') формируются внешним однородным полем и определяются выражением:

$$Q = \iint_{ds} \sigma \cdot dS = \pm 3\pi\epsilon_0\epsilon_r R^2 E_0, \quad (1)$$

где σ — поверхностная плотность индуцированного заряда; $dS = R^2 \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi$ — элемент сферической поверхности чувствительного элемента; θ и φ — текущие широтный и долготный углы сферической системы координат; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды, окружающей сферу; E_0 — составляющая внешнего поля, перпендикулярная плоскости электрической нейтралы.

Для тонкой сферической оболочки радиуса R с любой формой краев и с любыми вырезами можно записать при $r=R$ [7]:

$$\sigma = -\epsilon_0\epsilon_r \frac{d\varphi}{dr} = \epsilon_0\epsilon_r E_n, \quad (2)$$

где φ — потенциал в месте расположения сферической оболочки, обусловленный внешним полем; ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды, окружающей сферу; E_n — нормальная составляющая напряженности ЭП на поверхности тонкой сферической оболочки чувствительного элемента. Таким образом, через нормальную составляющую напряженности ЭП на поверхности тонкой сферической оболочки чувствительного элемента можно найти поверхностную плотность индуцированного заряда на чувствительном элементе, а по ней с учетом выражения (1) электрический заряд.

Нормальная составляющая напряженности ЭП на поверхности проводящего изолированного сегмента (чувствительного элемента), находящегося в однородном ЭП, определяется известным выражением [8]:

$$E_n(\theta) = -3E_0 \cos\theta, \quad (3)$$

где E_0 — модуль вектора напряженности внешнего однородного ЭП; θ — широтный угол сферической системы координат с центром, совпадающим с центром сферического сегмента, отсчитываемый от направления вектора \vec{E}_0 .

Вычисление двойного интеграла (1) дает индуцированные электрические заряды на поверхности чувствительного элемента с угловым размером θ_1 (рис. 2) от составляющих внешнего ЭП E_z , E_y и E_x

$$Q_z(E_z) = -3\pi\epsilon_0\epsilon_r R^2 \sin^2\theta_0 E_z;$$

$$Q_z(E_y) = 0; \quad Q_z(E_x) = 0.$$

Таким образом, показывается, что на чувствительном элементе датчика в однородном поле индуцируется электрический заряд только от той составляющей вектора напряженности ЭП, которая направлена вдоль координатной оси и на которой расположен чувствительный элемент.

Это свойство было положено в основу построения трехкоординатных сенсоров напряженности ЭП (рис. 4).

Следовательно, располагая на трех координатных осях сенсора три одинаковых чувствительных элемента, например, в форме сферического сегмента, то в однородном поле на них можно получить

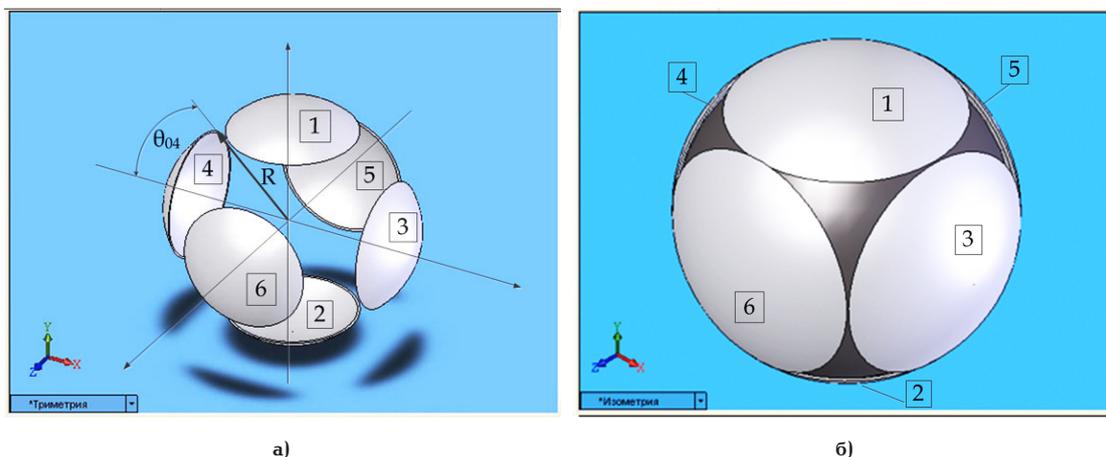


Рис. 4. Модель многокомпонентного сферического (радиуса R) датчика ЭМП с электродами в форме полых сферических сегментов 1–4: а) с разнесенными электродами; б) сведенные электроды на диэлектрической тонкостенной поверхности корпуса. Модели выполнены в САПР SolidWorks

электрические заряды, пропорциональные трем составляющим вектора напряженности ЭП,

$$Q_x = -3\pi\epsilon_0\epsilon_r R^2 \sin^2 \theta_0 E_x; \quad Q_y = -3\pi\epsilon_0\epsilon_r R^2 \sin^2 \theta_0 E_y; \\ Q_z = -3\pi\epsilon_0\epsilon_r R^2 \sin^2 \theta_0 E_z, \quad (4)$$

где $E_x = E_0 \cos \alpha$, $E_y = E_0 \cos \beta$ и $E_z = E_0 \cos \gamma$ — составляющие вектора напряженности ЭП, представляющие собой проекции модуля вектора E_0 внешнего однородного поля на координатные оси датчика X , Y и Z соответственно; $\cos \alpha$, $\cos \beta$ и $\cos \gamma$ — направляющие косинусы, связанные между собой соотношением $\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta + \cos^2 \gamma = 1$ [9]. С учетом этого геометрическая сумма зарядов снятых с чувствительных элементов сенсора, расположенных на координатных осях трехкоординатного электроиндукционного сферического датчика в однородном поле определится выражением

$$E = k \sqrt{Q_x^2 + Q_y^2 + Q_z^2} = 3\pi\epsilon_0\epsilon_r \sin^2 \theta_0 E_0, \quad (5)$$

где $k = 3\pi\epsilon_0\epsilon_r \sin^2 \theta_0$ — коэффициент пропорциональности; E — модуль вектора напряженности измеряемого ЭП.

Из выражения (5) следует, что измеренная напряженность ЭП E пропорциональна модулю вектора внешнего однородного поля E_0 и не зависит от ориентации трехкоординатного сенсора в пространстве ЭП.

При разработке математической модели функционирования сенсоров в текучих средах с различными диэлектрическими проницаемостями ввели коэффициент

$$k = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}. \quad (6)$$

Как следует из выражения (5) для многокомпонентных сенсоров (рис. 4) производится измерение трех ортогональных составляющих [10]:

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (7)$$

Разработка математической модели использования однокомпонентных и многокомпонентных сенсоров текучих сред предполагается выполнить

в среде MATLAB, поэтому в рамках данной статьи сделаем акцент на конструкции.

Моделируя многокомпонентный сенсор, полагаем, что измерения таким сенсором позволят избежать корректировки результирующего вектора от ориентации датчика в пространстве, что функционально невозможно в случае с расположением датчиков по рис. 1, поэтому многокомпонентный датчик является предпочтительным для дальнейшей проработки и использования.

Результаты проектирования. Проектируемую конструкцию можно использовать для проведения точного измерения расходов нефти, воды, газа, измерения скорости жидкости, измерения параметров компонентов потоков, а также использовать как устройство для технического диагностирования магистрального трубопровода, а именно: для определения параметров, позволяющих выполнять контроль технического состояния и выявления причин неисправности магистрального трубопровода. Диагностические параметры, которые позволяют выполнять прогнозирование технического состояния магистрального трубопровода, также позволяют определять место на магистральном трубопроводе, которому соответствуют указанные измеряемые диагностические параметры контроля технического состояния и причин неисправности, помогают прогнозировать техническое состояние магистрального трубопровода.

Выводы и заключения. В результате проектирования конструкции сенсоров в различных средах установили оптимальные геометрические соотношения между различными элементами сенсора для получения результатов измерений требуемой точности, определения характеристик поля. Данные относительно возможностей и точности практического решения сформулированы для применения в электрометрических измерениях нефтегазовой промышленности.

Библиографический список

1. Научные исследования, проводимые в РГУ нефти и газа имени И. М. Губкина, для решения задач нефтегазовой отрасли России // Под ред. В. Г. Мартынова. М., 2014. 240 с. URL: http://www.gubkin.ru/departaments/scientific_activity/files/Tsepochki.pdf (дата обращения: 10.04.17).

2. Колмогорова С. С., Бирюков С. В. Обзор существующих датчиков и средств измерения напряженности электростатического поля. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. 22 с. Деп. в ВИНТИ 22.11.2011, № 504-В2011.

3. Росстандарт. Федеральный информационный фонд по обеспечению единства измерений. URL: <http://www.fundmetrology.ru/> (дата обращения: 16.03.2017).

4. Бирюков С. В. Измерение напряженности электрических полей в диэлектрических средах электроиндукционными датчиками. Методы и средства измерений: моногр. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. 196 с.

5. Пат. № 106959 Российская Федерация, МПК G01R 29/14. Датчик измерения напряженности электростатического поля / С. В. Бирюков, С. С. Колмогорова. № 2011110185/28; заявл. 17.03.2011; опубл. 27.07.2011, Бюл. № 21. 2 с.

6. Пат. 2348905 Российская Федерация, МПК G 01 F 1/74 (2006.01) G 01 N 22/00 (2006.01). Измеритель расхода и способ измерения расхода многофазной текучей среды / ВЕЕ Арнштейн. № 2006124233/28; заявл. 09.12.2004; опубл. 10.03.2009, Бюл. № 7. 2 с.

7. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. В 3 т. М.: Энергия, 1975. Т 3. 207 с.

8. Миролубов Н. Н., Костенко М. В., Левинштейн М. Л. [и др.]. Методы расчёта электростатических полей. М.: Высшая школа, 1963. 415 с.

9. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Наука, 1972. 874 с.

10. Колмогорова С. С., Бирюков С. В. Математическая модель изотропного трехкоординатного электроиндукционного сферического датчика напряженности электростатического поля // Ползуновский вестник. 2011. № 3-1. С. 15 – 18.

КОЛМОГорова Светлана Сергеевна, кандидат технических наук, преподаватель кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» Омского государственного технического университета (ОмГТУ).

КОЛМОГоров Аркадий Сергеевич, ведущий инженер ООО «Автоматика-сервис», г. Омск.

БИРЮКОВ Сергей Владимирович, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Физика» ОмГТУ.

Адрес для переписки: ss.kolmogorova@gmail.com

Статья поступила в редакцию 10.04.2017 г.

© С. С. Колмогорова, А. С. Колмогоров, С. В. Бирюков

УДК 681.2.084

**Е. В. ЛЕУН
А. В. ШУЛЕПОВ**

**АО «Научно-производственное предприятие им. С. А. Лавочкина»,
Московская область, г. Химки
Московский государственный
технологический университет «СТАНКИН»,
г. Москва**

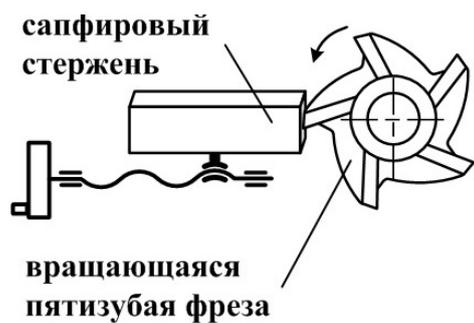
ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА САПФИРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ НАКОНЕЧНИКОВ ДЛЯ ПРИБОРОВ АКТИВНОГО КОНТРОЛЯ РАЗМЕРНЫХ ПАРАМЕТРОВ ИЗДЕЛИЙ

В статье представлены результаты экспериментальных исследований механического контактирования сапфирового стержня с вращающейся пятизубой фрезой в режиме, близком к активному контролю ее диаметра. Показано, что сапфировый стержень выдерживает подобные циклические ударные нагрузки, а износ его поверхности соответствует режиму пластичного удаления материала. Отмечается появление локальных зон металлизации от контакта с фрезой. Для повышения износостойкости предложена конструкция составного измерительного наконечника с введением защитного покрытия. Обсуждаются современные высокопрочные материалы для этого покрытия.

Ключевые слова: измерительный наконечник, прибор активного контроля, контактные измерения, сапфир, диоксид циркония, трещиностойкость.

Введение. В 2015 году впервые было разработано семейство приборов активного контроля (ПАК) размерных параметров изделий с использованием измерительных наконечников (ИН) из высокопрочных оптически прозрачных материалов из ряда: ал-

маз, сапфир, рубин и других материалов [1]. Позже это направление получило дальнейшее развитие в работах [2–5]. Например, в работе [4] представлены разработанные 3 типа приборов с использованием сапфировых ИН, реализующие контактные



а)



б)

Рис. 1. Механическая схема эксперимента (а) и общий вид (б) при его проведении

и бесконтактные измерения, разделенные условно по следующим группам:

1. ПАК с высокопрочным и оптически прозрачным наконечником.

2. ПАК с низкокогерентным интерферометром и ВОП.

3. Универсальный ПАК для измерения размеров изделия, шероховатости поверхности и угла ее наклона и температуры.

В основе функционирования большинства этих ПАК лежат особенности механического контактирования высокопрочных оптически прозрачных ИН с движущимися (вращающимися или перемещаемыми) изделиями с прерывистыми поверхностями. В настоящий момент в научной литературе этот вопрос не освещен и данная статья направлена на устранение этого недостатка.

1. Экспериментальные исследования влияния механического контактирования изделия с прерывистой поверхностью на свойства сапфировых ИН. Для понимания режима работы сапфировых ИН в контактных измерениях был проведен эксперимент с использованием прозрачного искусственно выращенного сапфирового стержня (оксид алюминия — Al_2O_3), прямоугольным сечением 5х6 мм и длиной ~20 мм с предварительно измеренной шероховатостью поверхности профилометром мод.252 (произв. завода «Калибр»).

Закрепленная в шпинделе и центрах токарного станка пятизубая твердосплавная фреза диаметром 15 мм вращалась с частотой вращения ~1000 об/мин. Сапфировый стержень, установленный в резцедержателе с длиной выступающей части ~12 мм, дважды с разными линиями контакта подводился своим плоским торцом по образующей режущей части вращающейся фрезы с небольшим усилием до формирования механических ударных воздействий с частотой $f \approx 85$ Гц (рис. 1). Схема крепления сапфирового стержня обладала жесткостью механической части токарного станка. Направление вращения зубьев фрезы соответствовало удалению материала.

Для лучшего понимания процесса контактирования было сделано два контактирования: пробный и основной в течение около $T \approx 4$ мин. После эксперимента регистрировалась шероховатость поверхности контактирующего торца сапфирового стержня.

Самым главным является вывод о том, что в результате механического контактирования ИН с усилием прижима существенно превышающем максимально рекомендуемое значение ~3Н, согласно [6], не привел к поломке, растрескиванию или расслаиванию сапфирового стержня.

Результаты более детального исследования (рис. 2) показали следующее. Испытуемый сапфировый стержень изначально содержал внутренние включения 1 на глубине 5 мм и более от торца. Как видно на фото, торец сапфирового стержня от эксперимента не растрескался. Но вынужденное самовыравнивание торца сапфирового стержня вдоль образующей вращающейся фрезы в начальный момент контактирования привел к появлению небольших сколов 2 и 3 на его противоположных углах. В результате контактирования на торце появились две широкие линии контактирования: первая — 4 (пунктир) и вторая — 5 (штрих-пунктир) от механического воздействия вращающейся фрезы. Рядом с линиями контакта 4 и 5, формирующими на профилеграмме (рис. 3в) участки 1 (рис. 3г) и 2 (рис. 3д) появились локальные зоны 6 с ярко выраженным металлическим отблеском.

Профилеграммы, полученные в результате измерения шероховатости поверхности торца сапфирового стержня до (рис. 3а, б) и после (рис. 3в, г) эксперимента, показали следующее. Износ сапфирового стержня, оцененный для участка 2 с более высоким механическим контактированием с учетом наклона профиля (рис. 3в, д) составил ~0,4 мкм со средней скоростью 0,1 мкм/мин. Для сравнения, по данным [6], износ корундового наконечника за восьмичасовую рабочую смену не превысил 1 мкм, что соответствует средней скорости износа $IN \approx 2$ нм/мин.

Эти скорости износа существенно меньше значения 30 мкм/мин [7], соответствующего пластичному удалению материала согласно проведенным ранее теоретическим и экспериментальным исследованиям для хрупких материалов (алмаз, сапфир и др.), что не приводит к их растрескиванию.

Большой износ сапфирового стержня, полученный в проведенном эксперименте, можно объяснить высокой жесткостью механической схемы (рис. 2а, б), превышающей эмпирически до 30–50 крат усилия прижима сапфирового

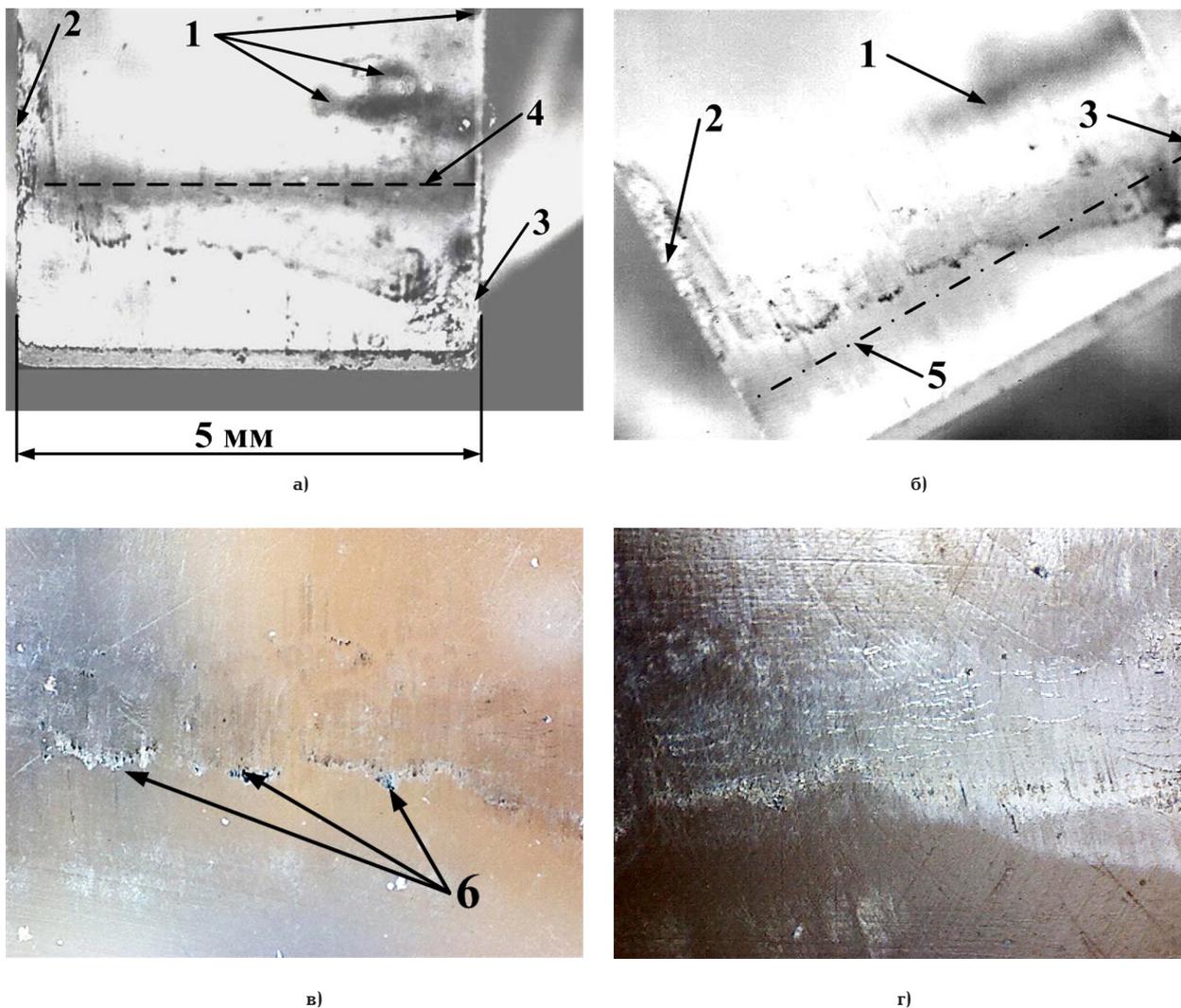


Рис. 2. Фотографии торца сапфирового стержня после механического контактирования: общий вид (а, б), с нанесением металлизации (в), общий вид реальной структуры поверхности (г)

стержня к фрезе максимально значения давления, равного 3 Н, возникающего в процессе выхода наконечника из впадины на выступ при контактном контроле размеров изделий с прерывистой поверхностью [6].

Появление небольших горбов можно объяснить вышеупомянутой искусственной металлизацией трением поверхности торца стержня от фрезы, отблеск которой хорошо виден на рис. 2в, г.

Шероховатость поверхности R_z усредненно для всего участка 2 составляла $\sim 0,15$ мкм и была меньше, чем для участка 1. Это, вероятно, можно объяснить некоторой притиркой поверхности торца сапфирового стержня к поверхности фрезы, тем самым приближаясь к качеству поверхности до обработки.

2. Разработка составных измерительных наконечников ПАК. Для повышения износостойкости сапфира при контактных измерениях, используемого в качестве светопровода (окна), предлагается ввести в состав ИН защитное покрытие для приема и распределения по телу большей части энергии удара при контакте (рис. 4). В качестве него могут быть как традиционно используемые корундовые сплавы или новые перспективные кристаллические или керамические материалы с высокими параметрами микротвердости и трещиностойкости.

Среди таких новых материалов перспективно использование высокопрочной керамики на основе оксида алюминия, получаемой с использованием магнитно-импульсного прессования композитных нанопорошков с сочетанием «микротвердость — трещиностойкость» ($19,4$ ГПа — $7,3$ МПа·м^{0,5}), полученной из композитного нанопорошка с 15 %-ным содержанием металлической фракции при давлении прессования $0,3$ ГПа и температуре спекания 1550 °С [8].

В исследованиях [9] получена микротвердость керамики на основе оксида алюминия со спецдобавками до $22...24$ ГПа, а в работе [10] при создании мелкозернистой (порядка нескольких микрон), плотной, пластичной керамики достигнута микротвердость до 35 ГПа. Данных по трещиностойкости нет.

Для материалов на основе наноструктурированных кристаллов частично стабилизированного диоксида циркония в приведенном выше сочетании достигнута более высокая трещиностойкость: $13,2$ ГПа — 10 МПа·м^{0,5} (и даже до 20 МПа·м^{0,5}) [11].

Однако эти данные получены в статике, а для динамики при циклических нагрузках для диапазона частот $\approx 50 - 200$ Гц могут отличаться.

Для уточнения этого нужно провести дополнительные исследования.

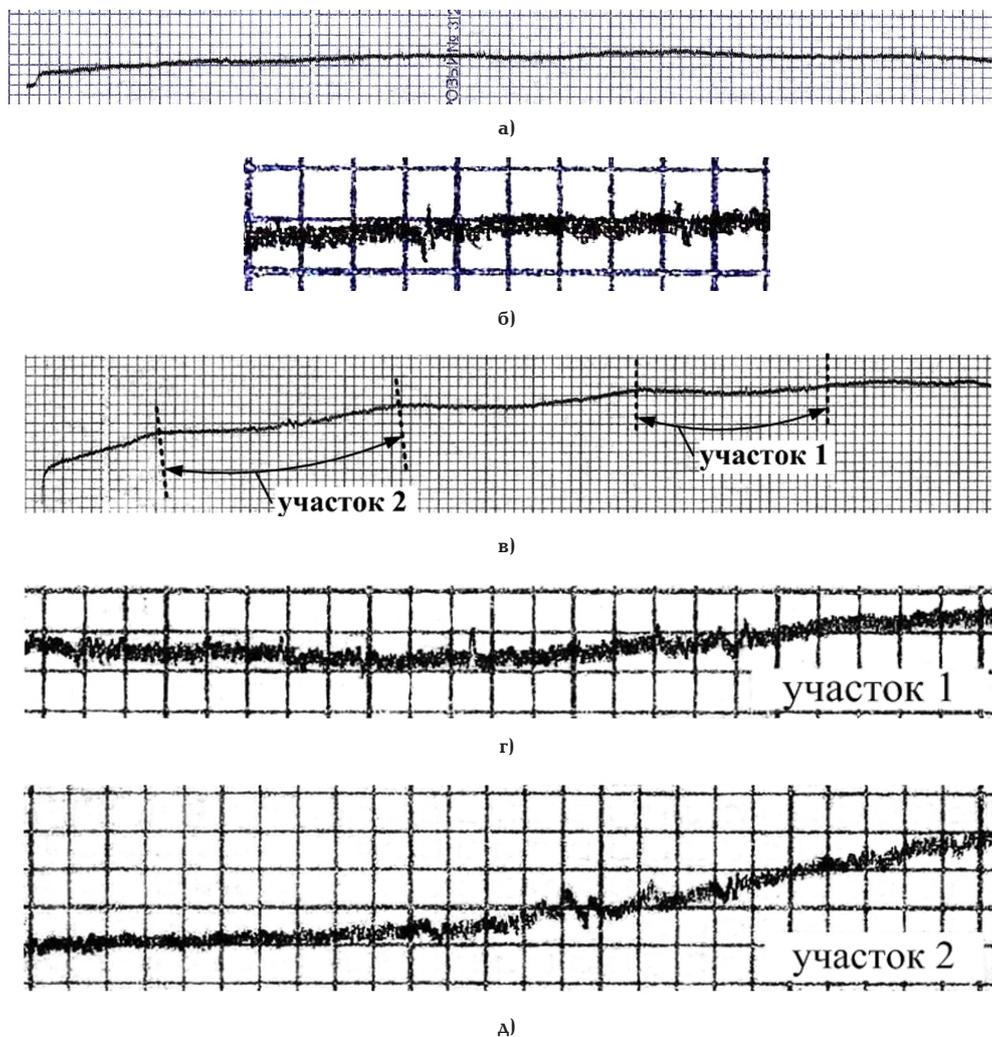


Рис. 3. Профилоскопические снимки торца сапфирового стержня (значение одной клетки: по высоте $\approx 0,38$ мкм, по длине ≈ 33 мкм): до (а, б) и после (в, г, д) эксперимента

3. Влияние шероховатости поверхности сапфирового ИН после механического контактирования на прохождение оптических потоков. Известно условие между шероховатостью поверхности R_z и длиной волны λ света $R_z \leq \lambda/k$, где значение k находится в диапазоне от 4 до 6. Считается, что при выполнении этого условия влиянием шероховатости на изменения проходящих оптических потоков в виде дополнительного рассеяния, нарушения когерентности и др. можно пренебречь.

Для определенного выше значения R_z для контактирующего участка 2, равного $\sim 0,15$ мкм, полученный диапазон длин волн при $k=4$ составляет $\lambda \geq 0,6$ мкм, а для $k=6$ имеем $\lambda \geq 0,9$ мкм.

Оценим полученное для возможности реализации пирометрических методов измерения температуры и оптических методов измерения перемещений.

При использовании пирометрических методов измерения температур изделия и/или наконечника, используемых в ПАК, за счет прозрачности сапфира [1], наиболее распространенным является излучение в ИК области $\lambda_{\text{ИК}} \approx 3...15$ мкм. И можно утверждать, что шероховатость поверхности R_z , появляющаяся от механического контактирования сапфирового ИН, не приведет к дополнительному рассеивающему воздействию на ИК-поток и не будет вносить дополнительной погрешности.

Для оптических методов измерения перемещений часто используется гелий-неоновый (He-Ne) лазер с длиной волны $0,6328$ мкм. И, как следует из вышеизложенного, формируемый им оптический поток будет занимать промежуточное положение для двух значений k , равных 4 и 6: $0,6 \text{ мкм} < 0,6328 \text{ мкм} < 0,9 \text{ мкм}$. Это значит, что есть вероятность, что шероховатость поверхности R_z , появляющаяся от механического контактирования сапфирового ИН, не будет нарушать когерентность оптических потоков и будет можно применять высококогерентные лазерные интерферометры перемещений. Но для уточнения этого необходимо проведение дополнительных исследований.

Для низкокогерентных лазерных и волоконных интерферометров возможное рассеяние оптических потоков и нарушение их когерентности не играет существенной роли.

Заключение. 1. Результаты первых исследований механического контактирования сапфирового стержня с вращающейся пятизубой фрезой показывают, что в случае ровного линейного контакта его торца по образующей (после самовыравнивания) циклические ударные нагрузки не приводят к поломке, растрескиванию или расслаиванию. При этом режим износа торца сапфирового стержня соответствует режиму пластичного удаления материала.

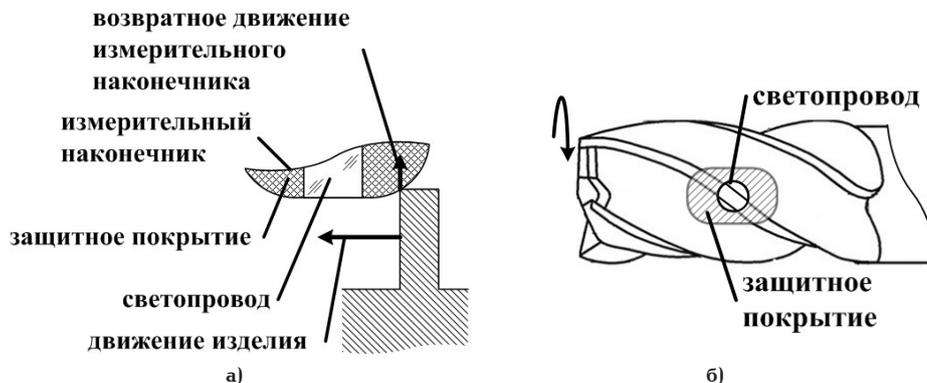


Рис. 4. Механическое контактирование сапфировых ИН с защитным покрытием: с выступом изделия (а), распределение нагрузки по всей площади ИН (вид сверху, б)

2. Отсутствие выравнивания сапфировых ИН при ударных нагрузках может приводить к сколам по краям. Для исключения этого и повышения износоустойчивости сапфировых ИН предлагается в его конструкцию ввести защитное покрытие, позволяющее принять и распределить по телу большую часть энергии удара от выступа изделия. Наиболее перспективным следует считать керамику на основе оксида алюминия со спецдобавками или наноструктурированных кристаллов частично стабилизированного диоксида циркония с высокими значениями микротвердость – трещиностойкость.

3. Шероховатость поверхности, формируемая в результате механического контактирования сапфирового стержня с вращающейся фрезой, не вносит дополнительной составляющей погрешности и не ухудшает точность измерения температуры изделия и/или наконечника пирометрическим методом, не влияет на функционирование низкокогерентных интерферометров перемещений. Но требует дополнительных исследований для уточнения возможности применения высококогерентных интерферометров перемещений.

Библиографический список

1. Пат. 2557381 Российская Федерация, МПК В 24 В 49/00, G01B7/12. Способ активного контроля линейных размеров в процессе обработки изделия и устройство для его реализации / Леун Е. В., Леун А. В. № 2013152692/02; заявл. 28.11.13; опубл. 20.07.15, Бюл. № 20.
2. Леун Е. В., Сысоев В. К. Применение в ракетно-космической промышленности рефлектометрических датчиков в составе приборов активного контроля параметров изделий: размеров, шероховатости и угла наклона поверхности, температуры // Оптическая рефлектометрия: материалы Всерос. науч.-практ. конф., 26–27 мая 2016 г. Пермь, 2016. С. 33–35. ISBN 978-5-7691-2440-2.
3. Леун Е. В. Особенности построения перспективных лазерных способов активного контроля размеров изделий // X Всерос. науч.-техн. конф., посвящ. памяти гл. конструктора ПО «Полет» А. С. Клинышкова, 30–31 мая 2016 г. / ОмГТУ. Омск, 2016. С. 68–74. ISBN 978-5-8149-2316-5.
4. Леун Е. В. Разработка приборов активного контроля размерных параметров изделий с использованием сапфировых измерительных наконечников // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2016. № 4 (148). С. 123–127.

5. Пат. 2603516 Российская Федерация, МПК В 24 В 49/04, В 24 В 49/12, В 24 Q 17/20. Способ измерения линейных размеров изделия, выполненного с впадинами и выступами на поверхности / Леун Е. В. № 2015117471/02; заявл. 08.05.15; опуб. 27.11.16, Бюл. № 33.

6. Леун В. И. Повышение эффективности технологии изготовления и точности измерения линейных размеров прецизионных деталей приборов, машин и изделий инструментального производства средствами автоматического контроля: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.11.14, 05.11.01. СПб.: ИТМО. 1994. 25 с.

7. Сильченко О. Б. Теория и методы размерно-регулируемой и бездефектной обработки твердоструктурных минералов резанием: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.07. М., 2000. 317 с. РГБ ОД, 71 01-5/198-8.

8. Иванов В. В. [и др.]. Прочная керамика на основе оксида алюминия, получаемая с использованием магнитно-импульсного прессования композитных нанопорошков // Российские нанотехнологии. 2006. Т. 1, № 1-2. С. 201–207.

9. Пат. 2379257 Российская Федерация, МПК С 04 В 35/10. Способ изготовления изделий из корундовой керамики / Саванина Н. Н., Русин М. Ю., Горчакова Л. И., Саломатина Л. И. № 2008141080/03; заявл. 17.10.08; опубл. 20.01.10, Бюл. № 2.

10. Номоев А. В. Сверхмикротвердость керамики на основе нанодispersных порошков оксида алюминия с добавками нанопорошков оксидов магния и кремния // Письма в журнал технической физики (ЖТФ). 2010. Т. 36, вып. 21. С. 46–53.

11. Борик М. А., Бублик В. Т., Вилкова М. Ю., Кулебякин А. В. [и др.]. Структура, фазовый состав и механические свойства кристаллов ZrO_2 , частично стабилизированных Y_2O_3 // Материалы электронной техники. 2014. № 1 (65). С. 58–64.

ЛЕУН Евгений Владимирович, кандидат технических наук, ведущий инженер АО «Научно-производственное предприятие им. С. А. Лавочкина».

Адрес для переписки: stankin1999@mail.ru

ШУЛЕПОВ Алексей Виленинович, кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Измерительные информационные системы и технологии» Московского государственного технологического университета «СТАНКИН».

Адрес для переписки: stankin1999@mail.ru

Статья поступила в редакцию 17.04.2017 г.

© Е. В. Леун, А. В. Шулепов

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

Данная статья содержит аналитические выражения, позволяющие оценить характер напряжений на выходе частотного дискриминатора СВЧ диапазона длин волн в зависимости от характеристик планарных элементов, на которых он выполнен. Приведены графики коэффициентов передачи, которые позволяют качественно оценить степень отклонения характеристик от идеальных. Результаты расчетов могут быть использованы для определения необходимой длины линии задержки на этапе разработки изделия.

Ключевые слова: математическая модель, частотный дискриминатор, квадратурный делитель мощности, детектирование сигнала.

При проектировании частотного дискриминатора (ЧД) СВЧ диапазона длин волн [1–4] одной из основных задач является получение на выходе уникального набора напряжений для каждой частоты из заданного диапазона рабочих частот. Схема, представленная на рис. 1, получила наибольшее распространение в приемниках прямого преобразования и позволяет получить на выходе набор из четырех напряжений для каждой частоты, которые в частотном диапазоне представляют собой кривые периодического характера, сдвинутые относительно друг друга на 90° (рис. 2). Для устранения неоднозначности используется диапазон, соответствующий одному периоду, например, 0 ГГц–8,2 ГГц (рис. 2). На практике регулярно приходится сталкиваться с ситуацией, когда даже в выбранном диапазоне частот возникает неоднозначность вследствие переотражения сигнала (рис. 3) в СВЧ трактах ЧД, а также вследствие конечного значения развязки сигнала между выводами квадратурного делителя мощности. Ожидаемый сдвиг фаз выходного сигнала в 90° также подвержен девиации вследствие неидеальности квадратурных делителей мощности, используемых для реализации рассматриваемого устройства.

Данная статья предлагает математическую модель частотного дискриминатора СВЧ диапазона, реализованного по классической схеме (рис. 1), получившей наибольшее распространение в технике. Модель учитывает неравномерность коэффициента передачи квадратурного делителя мощности [5, 6] (КДМ), а также развязку между плечами делителей мощности.

Представленные материалы могут быть полезны инженерам на этапе разработки устройства для оценки характеристик изделия. Приведенные формулы могут быть использованы для определения длины линии задержки ЧД.

Для исследования распространения электромагнитной волны выбран частотный диапазон в интервале 1 ГГц–7,5 ГГц. На вход системы (рис. 1) поступает сигнал $U_{in}(t) = Ae^{j\omega t}$. Если предположить, что деление мощности сигнала происходит равными порциями в прямое и ответвленное плечо (рис. 4), то с учетом фазовых задержек в точках 1, 2, 3, 4

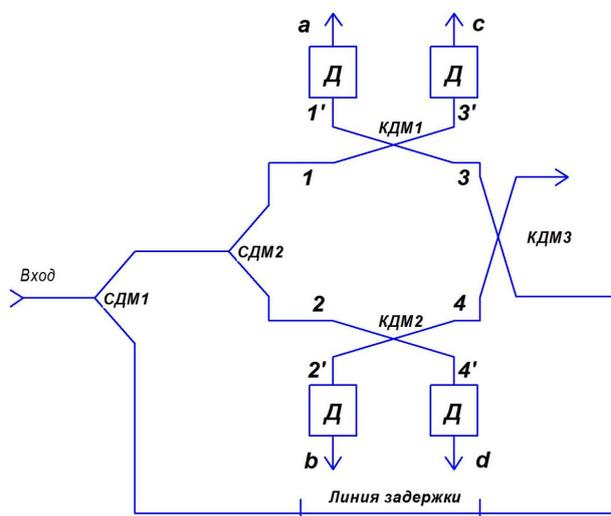


Рис. 1. Классическая схема частотного дискриминатора СВЧ диапазона длин волн

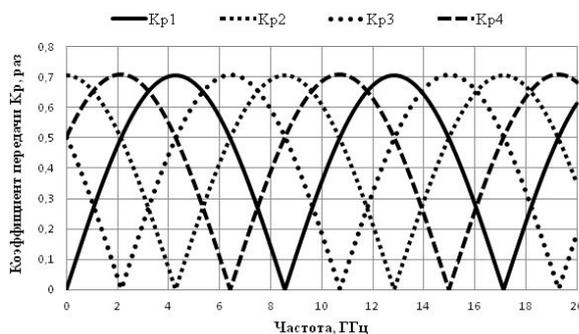


Рис. 2. Коэффициенты передачи СВЧ тракта частотного дискриминатора (точки 1', 2', 3', 4')

(рис. 1), сигнал имеет измененную амплитуду, фазу и описывается уравнениями:

$$1: U_1(t) = \frac{A}{2} e^{j\omega t}$$

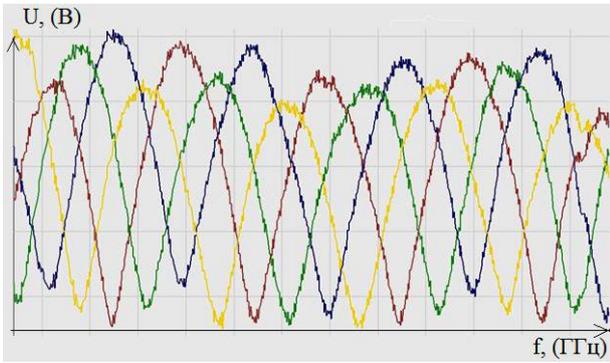


Рис. 3. Характер напряжений на выходе частотного дискриминатора (точки а, b, с, d)

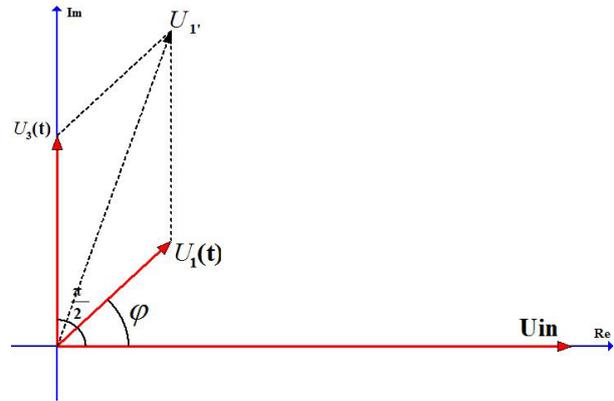


Рис. 5. Комплексное сложение сигнала в плечах КДМ

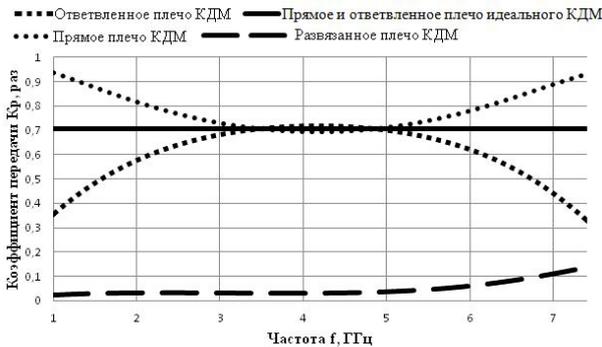


Рис. 4. Деление сигнала в квадратурном делителе мощности

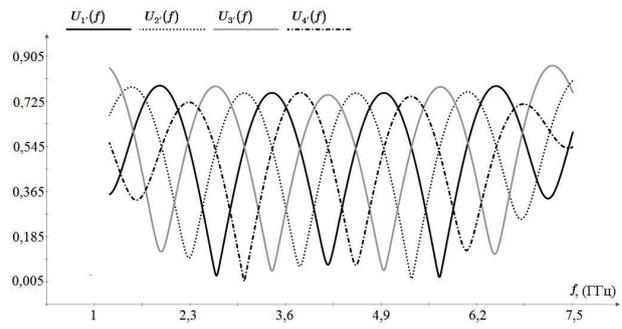


Рис. 6. Амплитуды сигнала на выходах квадратурной схемы деления сигнала

$$2: U_2(t) = \frac{A}{2} e^{j\omega t},$$

$$3: U_3(t) = \frac{A}{2} e^{j(\omega t + \varphi_l)},$$

$$4: U_4(t) = \frac{A}{2} e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})}.$$

$\varphi_l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} = \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}$ (рад) — фазовая задержки сигнала, обусловленная прохождением электромагнитной волны по линии задержки (ЛЗ).

В точках 1', 2', 3', 4' (рис. 1) радиосигнал выражается уравнениями:

$$1': U_{1'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})} + \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \varphi_l)},$$

$$2': U_{2'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})} + \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})},$$

$$3': U_{3'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t)} + \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})},$$

$$4': U_{4'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t)} + \frac{A}{2\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \varphi_l + \pi)}.$$

Амплитуда напряжения в точке 1' определена путем векторного сложения, опираясь на комплексное представление сигнала (рис. 5):

$$1': U_{1'}(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_l\right)}. \quad (1)$$

Аналогичным образом получены аналитические выражения для величины напряжения в точках 2', 3', 4':

$$2': U_{2'}(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}}\right) \cos(\pi - \varphi_l)}. \quad (2)$$

$$3': U_{3'}(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_l\right)}. \quad (3)$$

$$4': U_{4'}(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\left(\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}}\right) \cos(\varphi_l)}. \quad (4)$$

На выходах дискриминатора (рис. 1) напряжения будут пропорциональны коэффициентам передачи, которые определены уравнениями (рис. 2):

$$K_{U_{1'}}(f) = \frac{U_{1'}(f)}{A}, \quad K_{U_{2'}}(f) = \frac{U_{2'}(f)}{A},$$

$$K_{U_{3'}}(f) = \frac{U_{3'}(f)}{A}, \quad K_{U_{4'}}(f) = \frac{U_{4'}(f)}{A}.$$

Характеристики КДМ, реализуемые в сверхвысокочастотной (СВЧ) технике, отличаются от идеальных. Коэффициенты передачи в прямое и ответвленное плечи не идентичны и частотно зависимы. Также присутствует утечка энергии в развязанное плечо. В приведенной модели эти процессы учтены на примере широко применяемого КДМ «Ответвителя Ланге» [7, 8]. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) описываемого делителя мощности на диапазон 1 ГГц – 7,5 ГГц (рис. 4) получены в системе автоматизированного проектирования AWRDE [9]. В результате аппроксимации АЧХ

(рис. 4) с помощью общего уравнения параболы получены коэффициенты передачи для прямого плеча:

$$K_{dir}(f) = \frac{(f - 4,2 \cdot 10,9)^2}{4,285 \cdot 10^{19}} + 0,6953 \quad (5)$$

и ответвленного плеча:

$$K_{coup}(f) = \frac{-(f - 4,2 \cdot 10,9)^2}{2,8264 \cdot 10^{19}} + 0,7171. \quad (6)$$

Для учета утечки энергии сигнала в развязанное плечо амплитуду в точках 1, 2, 3, 4 необходимо модифицировать по методике, изложенной при получении уравнений (1) – (4). С учетом коэффициента развязки K_D амплитуда в этих точках схемы представлена уравнениями:

$$1: A_1(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{dir}(f) K_D\right)^2 - 2 \left(\frac{A \cdot A \cdot K_{dir}(f) K_D}{2\sqrt{2}}\right) \cos(\varphi_{coup})},$$

$$2: A_2(f) = \sqrt{\left(\frac{A \cdot K_D}{2}\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{dir}(f)\right)^2 - 2 \left(\frac{A \cdot A \cdot K_{dir}(f) K_D}{2\sqrt{2}}\right) \cos(\varphi_{coup})},$$

$$3: A_3(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{2}\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{coup}(f) K_D\right)^2 - 2 \left(\frac{A \cdot A \cdot K_{coup}(f) K_D}{2\sqrt{2}}\right) \cos(\varphi_{coup})},$$

$$4: A_4(f) = \sqrt{\left(\frac{A \cdot K_D}{2}\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{coup}(f)\right)^2 - 2 \left(\frac{A \cdot A \cdot K_{coup}(f) K_D}{2\sqrt{2}}\right) \cos(\varphi_{coup})}.$$

φ_{coup} — фазовый набег, приобретаемый при распространении электромагнитной волны от входа к развязанному плечу (варьируется в диапазоне от 0 до π рад. [7, 8]).

С учетом развязки КДМ, а также формул (5), (6) приведены аналитические выражения, описывающие амплитуду сигнала в точках 1', 2', 3', 4' (рис. 1):

$$U_1(f) = \sqrt{\left(A_1(f) \cdot K_{coup}(f)\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} (K_{dir}(f))^2\right)^2 - 2 \frac{A_1(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 \cdot K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)},$$

$$U_2(f) = \sqrt{\left(A_2(f) \cdot K_{coup}(f)\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} (K_{dir}(f))^2\right)^2 - 2 \frac{A_2(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 \cdot K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\pi - \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)},$$

$$U_3(f) = \sqrt{\left(A_3(f) \cdot K_{coup}(f)\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} (K_{dir}(f))^2\right)^2 - 2 \frac{A_3(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 \cdot K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)},$$

$$U_4(f) = \sqrt{\left(A_4(f) \cdot K_{coup}(f)\right)^2 + \left(\frac{A}{\sqrt{2}} (K_{dir}(f))^2\right)^2 - 2 \frac{A_4(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 \cdot K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)}.$$

На рис. 6 приведены АЧХ квадратурной схемы деления сигнала для случая $\varphi_{coup} = \pi$, $K_D = 0,16$. Сравнение графиков рис. 2 и рис. 6 показывает, что нелинейность коэффициентов передачи КДМ, а также конечное значение развязки отрицательно сказываются на конечных характеристиках дискриминатора и изделия в целом. Графики на рис. 3 имеют более изрезанную характеристику по сравнению с рис. 6 вследствие дополнительного переотражения сигнала, а также в силу нелинейности коэффициента преобразования детекторных секций.

Таким образом, приведенная модель позволяет качественно оценить характеристики устройства на этапе разработки и ввести в конструкцию ЧД соответствующие делители мощности. Приведены графики коэффициентов передачи, которые позволяют оценить степень отклонения характеристик от идеальных. Результаты расчетов могут быть использованы для определения необходимой длины линии задержки на этапе разработки изделия.

Библиографический список

1. Сапожников Д. В. Частотный дискриминатор СВЧ диапазона // Проблемы современной науки и образования. 2015. № 9 (39). С. 36–38.
2. Сапожников Д. В., Гамиловская А. В., Белоусов А. А., Федоров Д. В. Частотный дискриминатор СВЧ диапазона на монолитных квадратурных смесителях // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2016. № 1 (145). С. 87–89.
3. Mohr R. J., Broadband Microwave Discriminator (Correspondence) // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. 1963. Vol. 11. P. 263–264. DOI 10.1109/TMTT.1963.1125658.
4. Mishra S. R., Wadhwa R. P. Development of an X-band Waveguide Frequency Discriminator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1970. Vol. 18. P. 660–661. DOI 10.1109/TMTT.1970.1127312.
5. Power Dividers and Couplers, <http://www.aps.anl.gov/asd/people/nassiri/USPAS2003/Lecture10.pdf> (дата обращения: 03.04.2017).
6. Couplers and Splitters. URL: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/couplers-and-splitters> (дата обращения: 03.04.2017).
7. Lange J. Interdigitated Strip-Line Quadrature Hybrid. // IEEE G-MTT International Microwave Symposium. 1969. P. 10–13. DOI 10.1109/GMTT.1969.1122649.
8. Lange Julius. Interdigitated strip line coupler. US patent № 3516024; filed December 30th, 1968; published June 2nd, 1970.
9. Microwave Office. URL: <http://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office> (дата обращения: 03.04.2017).

САПОЖНИКОВ Дмитрий Владимирович, инженер-конструктор 1-й категории АО «ЦКБА». Адрес для переписки paskalhelp@narod.ru

Статья поступила в редакцию 27.03.2017 г.

© Д. В. Сапожников

Новоуральский технологический институт —
филиал федерального государственного
автономного образовательного учреждения
высшего образования
«Национальный исследовательский ядерный
университет МИФИ»,
г. Новоуральск

АЛГОРИТМ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСНОГО АНАЛИЗА ТОКОВЫХ И ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В работе решалась одна из главных задач неразрушающего контроля — предсказание состояния электромеханического оборудования в некоторый будущий момент времени (прогнозирование). В качестве объекта контроля использовался асинхронный привод с зубчатой передачей. Прогнозирование остаточного ресурса проводилось на основе комплексного анализа вибрационных сигналов (с зубчатой передачи) и сигналов потребляемого тока асинхронным двигателем. Разработан алгоритм прогнозирования и проведено его тестирование в лабораторных условиях.

Ключевые слова: неразрушающий контроль, прогнозирование, остаточный ресурс, диагностика, электропривод.

Повышение рабочих скоростей и нагрузок современных машин (скоростных электропоездов, тяговых электровозов) настоятельно требует контроля состояния наиболее ответственных узлов и машины в целом. Например, в железнодорожном оборудовании широко используется электропривод. В большинстве случаев его элементы недоступны для непосредственного контроля.

Одна из главных задач неразрушающего контроля — прогнозирование состояния электроприводного оборудования в некоторый будущий момент времени. Важнейшие аспекты прогнозирования — оценка срока службы элементов оборудования или периодичности профилактических проверок и ремонтов.

Хорошо организованное диагностическое обеспечение дает объективную информацию, представляющую собой предысторию развития процесса изменения характеристик привода, что может быть использовано для коррекции прогноза и повышения его достоверности [1].

В работах [2–4] разрабатываются методы и алгоритмы оценки остаточного ресурса работы оборудования (в частности, колесно-моторных блоков железнодорожного транспорта). Рассмотрено прогнозирование состояния подшипников качения как наиболее часто выходящего из строя элемента привода.

Электропривод является самостоятельной и сложной системой, так как процессы, происхо-

дящие в нем, имеют разную физическую природу. Однако в настоящее время прослеживаются следующие тенденции:

1. Развитие получил контроль технического состояния только по одному виду контролируемых параметров (зачастую по вибрации оборудования) без учета взаимодействия электрических и механических элементов привода.

2. Большинство современных систем контроля технического состояния обладают возможностью сбора сигналов с дополнительных датчиков (температуры, тока и др.) помимо датчиков вибрации (основные датчики). Однако их применение ограничено только выводом общего уровня такого сигнала.

3. В то же время прослеживается стремление к повышению достоверности контроля технического состояния и исключению ошибок при идентификации дефектов и неисправностей за счет введения интегральной (комплексной) оценки технического состояния.

Поэтому следует полагать, что для повышения эффективности оценки технического состояния электромеханического оборудования целесообразно применять комплексные средства контроля, возможности которых обсуждаются в работах [5–10]. В данных работах исследуются такие параметры, как коэффициенты вейвлет-преобразования вибрации (на примере виброскорости) и потребляемого тока приводным электродвигателем. В качестве дополнения рассмотрены также спектры

виброскорости. Совместным анализом различных параметров выявляются коэффициенты, отражающие изменения состояния элементов привода в целом. Применение вейвлет-преобразования как метода цифровой обработки сигнала позволяет лучше визуализировать результаты анализа и выявить некоторые скрытые от других видов анализа свойства сигнала. Например, состояние подшипников самого электродвигателя: возникновение колебаний ротора вследствие увеличения зазоров в подшипниках через изменение магнитного поля отражается на изменении вейвлет-коэффициентов тока [11].

В указанных работах выявлены коэффициенты, являющиеся наиболее чувствительными (информативными) изменению технического состояния электромеханического оборудования. В проведенных исследованиях (в соответствии с ГОСТ 8.207-76) обоснована ценность выбранных контролируемых параметров на примере лабораторного стенда. На одном объекте проведена имитация восьми технических состояний (в том числе исправного состояния). Каждая выборка, полученная в результате одного испытания, включала в себя 20 параметров (общий уровень и вейвлет-коэффициенты Добеши $db-8$ — средние квадратические значения и пики) по каждому информационному потоку (виброукорение, виброскорость и две фазы тока). В результате около 60-ти испытаний по каждому техническому состоянию получены вероятностные оценки чувствительности исследованных параметров (признаков), которые приведены в табл. 1.

После анализа результатов проведено обоснование ценности и информативности контролируемых параметров с точки зрения классических методов технической диагностики [12]. В результате установлено, что для диагноза «Отсутствие смазки зубчатой передачи» наиболее информативными являются коэффициент d_5 виброускорения и ее общий уровень (93 % и 99 % соответственно), а также коэффициент d_6 и общий уровень тока (99 %).

Таким образом, на основе анализа вейвлет-коэффициентов тока и виброускорения обеспечивается выявление вида дефекта или неисправности электромеханического оборудования и оценка остаточного ресурса опасных (на момент испытания) элементов.

При прогнозировании остаточного ресурса обычно возникают следующие трудности:

1. На момент контроля состояния электромеханического оборудования данные по истории нагружения электродвигателя и преобразователя движения (трансмиссии), как правило, отсутствуют.

2. В нормативной и научно-технической литературе по вибрационному контролю имеются достаточно полные данные, характеризующие состояние электромеханического оборудования в момент выработки полного ресурса работы (критические значения вибрации), но они, как правило, применимы только к конкретным узлам (ГОСТ ИСО 10816-3-2002, ГОСТ 32106-2013). Нормативных данных, описывающих состояние электроприводного оборудования в зависимости от параметров потребляемого тока электродвигателем, к настоящему времени еще не создано. Кроме того, важным в данном случае является установление момента начала интенсивного влияния дефекта на изменение остаточного ресурса.

Первая проблема решается путем сбора данных на обкаточных стендах (на производстве). Вторая — за счет ускоренных и утяжеленных испытаний (в условиях лаборатории).

Несмотря на то, что время достижения уровня отказа при ускоренных (утяжеленных) испытаниях будет значительно отличаться от условий нормальной работы узла, закономерности протекания процесса потери работоспособности будут сохраняться.

Ниже приводятся результаты исследований, показывающие целесообразность применения комплексного подхода к созданию методов и алгоритмов неразрушающего контроля и прогнозирования остаточного ресурса.

Для прогнозирования остаточного ресурса работы оборудования был разработан алгоритм, в соответствии с которым необходимо набирать статистические данные: средние квадратические значения (далее — СКЗ) и пиковые значения вейвлет-коэффициентов тока и виброскорости, наиболее чувствительных к изменению технического состояния оборудования (на примере дефекта «Отсутствие смазки в зубчатом редукторе»).

Достоверность полученных измерений обеспечивается информационно-измерительной систе-

Таблица 1

Средняя достоверность контролируемых параметров: СКЗ и пик (max), в % (ОУ — общий уровень)

Параметр	ОУ	a8	d8	d7	d6	d5	d4	d3	d2	d1
Виброускорение	88,0	91,0	42,2	87,0	93,2	94,8	54,2	79,4	83,4	77,6
Виброскорость	30,8	24,3	77,9	89,8	73,9	87,9	76,8	86,2	83,1	91,8
Ток	92,6	86,7	34,6	17,4	95,0	81,2	51,8	42,1	65,4	33,4
Общая достоверность	70,5	67,3	51,6	64,7	87,4	88,0	60,9	69,2	77,3	67,6
Параметр	max ОУ	max a8	max d8	max d7	max d6	max d5	max d4	max d3	max d2	max d1
Виброускорение	83,3	46,6	50,7	82,7	79,9	86,8	75,6	82,0	82,1	86,8
Виброскорость	27,3	34,1	44,0	79,7	71,7	69,3	67,5	72,6	83,3	72,7
Ток	81,6	16,4	28,0	28,5	84,8	71,9	51,3	39,6	33,6	51,0
Общая достоверность	64,1	32,4	40,9	63,6	78,8	76,0	64,8	64,7	66,3	70,2

мой (отношение пика исследуемого коэффициента к его СКЗ). Для решения задачи сбора данных выбраны приборы PXI (National Instruments). Подбранная конфигурация оборудования позволяет измерять сигнал с максимальной частотой оцифровки 1,25 МГц [5]. Была проведена оценка погрешности данной системы, основной составляющей которой является погрешность датчика вибраций (вибропреобразователя AP2019). Относительная погрешность измерений вибрационного сигнала составила $\delta_b = \pm 13\%$, а погрешность измерений сигналов тока — $\delta_m = \pm 1,9\%$. Кроме того, была проработана методика определения пиковых значений параметров, в соответствии с которой в качестве пикового значения принимается значение 99-го перцентиля (значение, ниже которого расположено 99 % наблюдений в данной выборке) [13]. Другими словами, получаем значение, которое является пиковым с достоверной вероятностью 99 %.

В настоящей работе дается оценка остаточного ресурса работы оборудования по изменению СКЗ выделенных параметров. Необходимо выделить и обосновать время отсчета для начала процедуры аппроксимации параметров.

В настоящее время в вибродиагностике широко применяется параметр пик-фактора, который описывает постепенное развитие дефекта и становится значимым при достижении своего максимума (при наличии статистических данных) [14]. После этого параметр СКЗ начинает расти, а пик-фактор уменьшаться. Кроме того, в некоторых работах встречается метод, в соответствии с которым находится отношение высокочастотной составляющей вибрации к низкочастотной [15]. При значительном изменении данного отношения делается вывод о неудовлетворительном состоянии исследуемого узла. Таким образом, в данной работе предложено оценивать остаточный ресурс работы по аппроксимации СКЗ наиболее чувствительных коэффициентов вейвлет-анализа виброускорения и тока с точки отсчета (времени) достижения пик-фактором максимального значения и/или значительного изменения отношения высокочастотных коэффициентов к низкочастотным.

Исходя из проведенных оценок, в качестве наиболее точной аппроксимации в данном исследовании была выбрана линейная. Данный вид аппроксимации принят на основании математической оценки точности соответствия полученных экспериментально графиков их теоретическим аналогам. Однако очень часто применяется экспоненциальная аппроксимация трендов параметров. При проведении оценок линейная аппроксимация в первую очередь сравнивалась с экспоненциальной.

Основной принцип прогнозирования остаточного ресурса работы исследуемого узла — сбор статистических данных и построение трендов изменения контролируемых параметров. Опираясь на ГОСТ 32106-2013, устанавливаются уровни вибрации, характеризующие состояние элементов привода (уровни «предупреждение» и «авария»). Однако, как было сказано ранее, в нормативной литературе не регламентируются значения параметров тока для типового оборудования. Поэтому уровни параметров тока были установлены экспериментально путем сопоставления графиков общего уровня вибрации и параметров токовых сигналов относительно времени проведенных испытаний.

Алгоритм предусматривает сбор исходных данных вибрационных и токовых параметров (началь-



Рис. 1. Лабораторный стенд для прогнозирования остаточного ресурса работы электромеханического оборудования

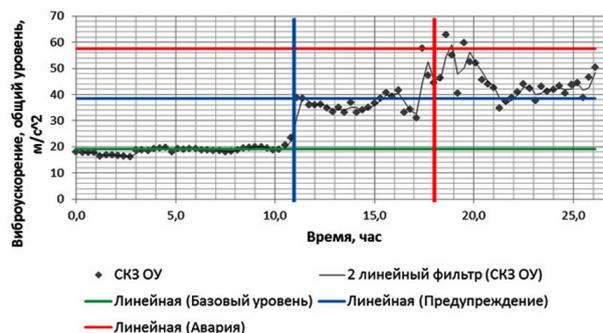


Рис. 2. Тренд СКЗ общего уровня виброускорения с установленными уровнями состояния

ные точки трендов) в условиях заводских испытаний на обкаточных стендах (практически 100 % выпускаемых электроприводов). Получение критических значений контролируемых параметров целесообразно производить на основе лабораторных испытаний (с проверкой их соответствия для уровней вибрации, указанных в ГОСТ 32106-2013). Подобные испытания были проведены для прогнозирования остаточного ресурса электромеханического оборудования, связанные с работой зубчатой передачи (червячный редуктор) в условиях отсутствия смазки (на лабораторном стенде).

Использовался лабораторный стенд, показанный на рис. 1. Мощность асинхронного электродвигателя $P=0,18$ кВт. Частота вращения $n=1350$ об/мин. Червячный редуктор МЧ-40М-31,5-47,6-51-5-1С-УЗ. Нагрузка на выходном валу червячного редуктора $M=32$ Н·м.

В течение 26 часов работы стенда с периодичностью 0,3 часа (около 20 минут) были получены значения СКЗ и пиков общего уровня, а также коэффициентов вейвлет-преобразования виброускорения и тока (вейвлеты Добеши, $db=8$). Путем аппроксимации получены графики изменения (тренды) общего уровня и наиболее чувствительных коэффициентов (d_5 виброускорения и d_6 тока) в процессе работы стенда в данных условиях. На рис. 2 в соответствии с ГОСТ 32106-2013 (податливый фундамент) отмечены уровни состояния зубчатого редуктора (виброускорение), в результате чего получена временная картина развития дефекта и проведена аналогия на исследуемые вейвлет-коэффициенты виброускорения и тока (рис. 3–4).

Для оценки остаточного ресурса построены тренды пик-факторов и отношений исследуемых коэффициентов (рис. 5–6). В качестве точек

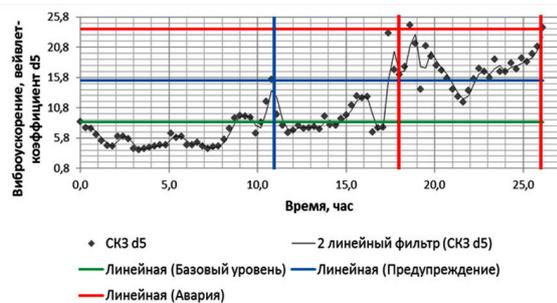


Рис. 3. Тренд СКЗ вейвлет-коэффициента d_5 виброускорения с установленными уровнями состояния при отсутствии смазки в редукторе

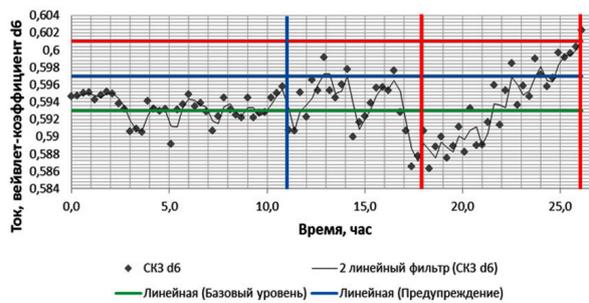


Рис. 4. Тренд СКЗ вейвлет-коэффициента d_6 тока с установленными уровнями состояния при отсутствии смазки в редукторе

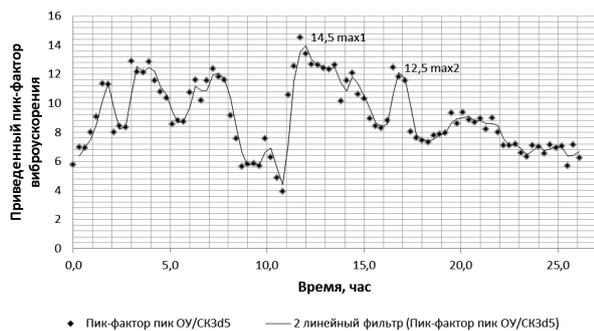


Рис. 5. Тренд пик-фактора виброускорения

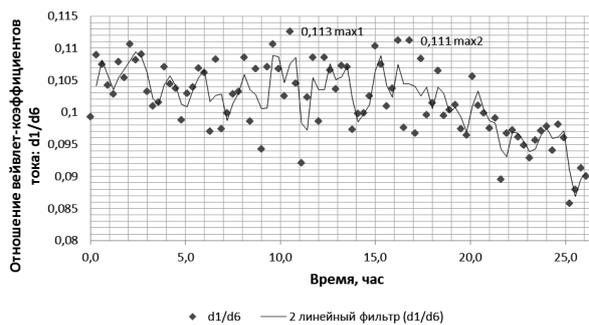


Рис. 6. Тренд отношения вейвлет-коэффициентов d_1 и d_6 тока

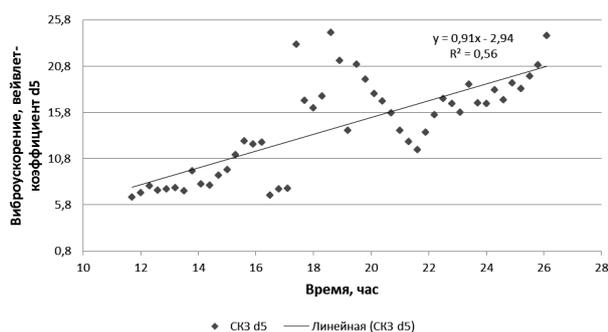


Рис. 7. Аппроксимация вейвлет-коэффициента d_5 виброускорения

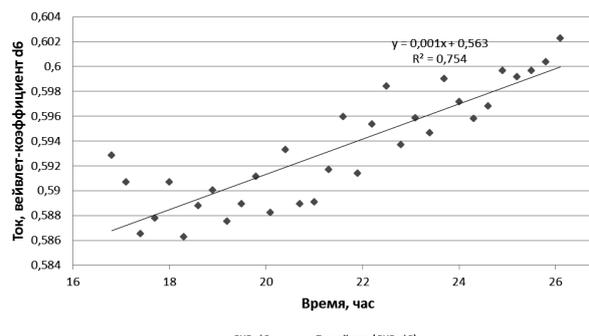


Рис. 8. Аппроксимация вейвлет-коэффициента d_6 тока

отсчета для оценки по параметру виброускорения выбрана точка максимума пик-фактора (отношение максимальных значений всего сигнала виброускорения в полосе частот 10–2000Гц к СКЗ d_5): начиная с 11,7 часа (рис. 5), по параметру тока — точка второго максимума отношения высокочастотного коэффициента d_1 к низкочастотному d_6 : начиная с 16,8 часа (рис. 6).

После этого построены тренды исследуемых коэффициентов (рис. 7–8) и получены уравнения аппроксимирующих прямых и величина достоверности аппроксимации R^2 (1):

$$\begin{aligned} d_{5a}(t_1) &= 0,91t_1 - 2,94; \\ d_{6l}(t_2) &= 0,001t_2 + 0,563, \end{aligned} \quad (1)$$

где d_{5a} — коэффициент 5-го уровня вейвлет-преобразования виброускорения; d_{6l} — коэффициент 6-го уровня вейвлет-преобразования тока.

При проведении экспериментальных исследований на лабораторном стенде оценены критиче-

ские значения коэффициентов d_5 виброускорения и d_6 тока. Подставляя в (1) критические значения коэффициентов с учетом погрешности информационно-измерительной системы: $d_{5a} \max = 25 \pm 13\%$; $d_{6l} \max = 0,604 \pm 1,9\%$, получаем (2):

$$\begin{aligned} t_1 &= 31 \pm 13\%; \\ t_2 &= 41 \pm 1,9\%. \end{aligned} \quad (2)$$

Прогноз остаточного ресурса работы стенда в текущем режиме проводим по отрезкам полученного времени до наступления критических значений с учетом достоверности аппроксимации (3):

$$\begin{aligned} t_{\text{огр. ост.}}^{\text{випр.}} &= [27; 34](\alpha_1 = 0,56); \\ t_{\text{огр. ост.}}^{\text{мох}} &= [40; 42](\alpha_2 = 0,75). \end{aligned} \quad (3)$$

Таким образом, приведенные данные лабораторных испытаний при использовании комплексного метода контроля позволяют повысить информатив-

ность оценки остаточного ресурса работы. Различие данных по прогнозу ресурса (по вибрации и току) небольшое. Однако учитывая уровень доверия α_1 и α_2 к полученным данным, следует принять меры к 40-му часу работы оборудования с дополнительным вниманием с 27-го часа.

Также при постоянном контроле оборудования необходимо с определенным периодом (по умолчанию 30...60 мин) пересчитывать и перестраивать полученные значения и графики. Это приведет к наибольшей точности в прогнозировании остаточного ресурса, особенно при изменении режимов работы, нагрузки и т.д.

Выводы

1. Для контроля технического состояния и прогнозирования остаточного ресурса работы электромеханического оборудования предложен комплексный метод контроля на основе применения вейвлет-коэффициентов виброускорения и тока.

2. Разработан и реализован в процессе ускоренных стендовых испытаний алгоритм оценки остаточного ресурса работы на примере работы электропривода с червячным редуктором в условиях отсутствия смазки.

3. Ускоренные испытания дают возможность установления уровней состояния для тока по отношению к вибрации, а также позволяют установить момент интенсивного развития дефекта и критическое время до наступления отказа.

4. Комплексный анализ позволяет оценивать (получать) альтернативные значения времени до отказа исследуемого узла. С учетом динамики испытаний, при изменении условий эксплуатации, а также переменных режимов работы данные расчета уточняют действительное время до наступления отказа.

Библиографический список

1. Машиностроение. Энциклопедия. В 40 т. Раздел 4. Расчет и конструирование машин. Т. 4–3. Надежность машин / Под ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 2003. 592 с.
2. Гиоев З. Г., Приходько В. М., Козаев В. С. Вибрационное прогнозирование технического состояния тяговых электрических машин локомотивов // Известия Транссиба. 2016. № 1 (25). С. 15–25.
3. Костюков В. Н. Казарин Д. В., Костюков А. В., Зайцев А. В. Совершенствование диагностического обеспечения подшипниковых узлов колесно-моторных блоков электропоездов // Известия Транссиба. 2015. № 4 (24). С. 33–39.
4. Болотин В. В. Прогнозирование ресурса машин и конструкций. М.: Книга по требованию, 2013. 312 с.
5. Степанов П. И., Лагуткин С. В., Никитин Ю. Р. Комплексная токовая и вибродиагностика электромеханических

систем // Интеллектуальные системы в производстве. 2013. № 2. С. 160–165.

6. Степанов П. И., Лагуткин С. В., Никитин Ю. Р. Механические и электрические диагностические параметры электрических приводов // Интеллектуальные системы в производстве. 2014. № 2. С. 59–63.

7. Stepanov P., Lagutkin S. Research of Electric and Mechanical Diagnostic Parameters of Drive Equipment // Applied Mechanics and Materials. Trans Tech Publications, Switzerland. 2014. Vol. 683. P. 177–182.

8. Stepanov P. [et al.]. Monitoring of technical condition of motors and bearings of woodworking equipment // Acta Facultatis Xylogologiae Zvolen, Zvolen, Technick univerzita vo Zvolene. 2014. № 56 (2). P. 97–104.

9. Stepanov P. [et al.] Comprehensive approach to technical conditions of electromechanical units in mechatronic systems // American Journal of Mechanical Engineering. 2014. Vol. 2, № 7. P. 278–281.

10. Степанов П. И., Закураев В. В. Определение связи механических и электрических диагностических параметров приводного оборудования // Молодые ученые – ускорению научно-технического прогресса в XXI веке: электрон. науч. изд.: сб. тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. аспирантов, магистрантов и молодых ученых с междунар. участием. Ижевск, 20–21 апреля 2016 г. Ижевск, 2016. С. 238–242. 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

11. Дьяконов В. П. Вейвлеты. От теории к практике. Изд. 2-е перераб. и доп. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 397 с. ISBN 5-98003-171-5.

12. Биргер И. А. Техническая диагностика. М.: Машиностроение, 1978. 240 с.

13. Шмойлова Р. А., Минашкин В. Г., Садовникова Н. А. Практикум по теории статистики. 3-е изд. М.: Финансы и статистика, 2011. 416 с.

14. Русов В. А. Диагностика дефектов вращающегося оборудования по вибрационным сигналам. Пермь: Вибро-Центр, 2012. 244 с.

15. Пат. 2538750 РФ, МПК В23В 1/00; В23В 25/06; В23Q 15/08. Способ определения оптимальной скорости резания в процессе металлообработки / Козочкин М. П., Федоров С. В., Терешин М. В. № 2013123625/02; заявл. 23.05.2013; опубл. 10.01.2015. Бюл. № 1.

СТЕПАНОВ Павел Иванович, старший преподаватель кафедры «Автоматизация управления».

ЗАКУРАЕВ Виктор Владимирович, кандидат технических наук, доцент (Россия), заведующий кафедрой «Технология машиностроения».

Адрес для переписки: 624130, г. Новоуральск, Свердловская обл., ул. Ленина, 85.

Статья поступила в редакцию 28.12.2016 г.

© П. И. Степанов, В. В. Закураев