

УДК 621.317.628

EDN: LCLMBY

© С. В. Бирюков, 2025

ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРОИНДУКЦИОННЫХ СФЕРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Работа направлена на разработку теоретических основ, способствующих построению двойных однокомпонентных электроиндукционных датчиков напряженности электрического поля компенсационного типа. Разработка подобных датчиков имеет целью повышение точности измерений и контроля уровней напряженности низкочастотных электрических полей на территориях работы высоко- и сверхвысоковольтного оборудования для обеспечения безопасности и комфортной работы их обслуживающего персонала. В связи с этим данная работа является весьма актуальной. В датчике компенсационного типа реализуется метод уравнивающего преобразования. Сложность реализации этого метода применительно к датчику напряженности электрического поля связана с созданием узла сравнения, в котором должны сравниваться измеряемая напряженность E_0 электрического поля и напряженность компенсационного поля E_k . В разрабатываемой теории обосновывается возможность построения узла сравнения. Узел сравнения представляет конструктивно сформированный электрический конденсатор, внутренний диэлектрик которого имеет диэлектрическую проницаемость ε . С применением принципа суперпозиции полей в работе рассмотрены физические процессы, протекающие в диэлектрике электрического конденсатора. Показано, что воздействия на диэлектрик конденсатора измеряемого поля E_0 и компенсационного поля E_k происходят по одной прямой и противоположно направлены. Это позволяет создать идеальный узел сравнения. Для внесения датчиком в электрическое поле предсказуемых и математически обрабатываемых искажений предложено корпус датчика выполнять сферическим, а его чувствительные электроды в форме сферических сегментов. Предложено датчик компенсационного типа выполнить двойным и однокомпонентным, содержащим два диаметрально противоположных чувствительных элемента, входящих в состав двух электрических конденсаторов, выполняющих роль узлов сравнения. Впервые получено выражение для расчета емкости электрического конденсатора с чувствительными элементами в форме сферических сегментов. Предложена измерительная цепь компенсационного типа для двойного однокомпонентного датчика с использованием предложенных узлов сравнения. Получены уравнения преобразования датчика с измерительной цепью, связывающие измеряемую напряженность электрического поля E_0 с выходным напряжением измерительной цепи $U_{\text{вых}}$. Выявлены основные и дополнительные погрешности датчика напряженности электрического поля компенсационного типа. Полученные в работе новые знания могут лечь в основу разработки компенсационных датчиков напряженности электрического поля.

Ключевые слова: электрическое поле, напряженность поля, компенсационный датчик, двойной датчик, узел сравнения, измерительная цепь компенсационного типа

ВВЕДЕНИЕ

Датчики напряженности электрического поля (ЭП) и средства измерения на их основе используются для контроля и измерения напряженности низкочастотных ЭП высоковольтного оборудования, высоко- и сверхвысоковольтных линий электропередач и подстанций с целью обеспечения безопасных условий труда обслуживающего персонала. В связи с этим автором проводятся многолетние исследования в области построения датчиков напряженности электрического поля (ЭП). Результаты исследований позволяют заключить, что большинство датчиков напряженности ЭП и их измерительных цепей, известных из техниче-

ской литературы [1–10], выполнены по схемам прямого преобразования. Однако, из классической технической литературы также известны средства измерений уравнивающего преобразования (компенсационного типа), позволяющие значительно уменьшить их погрешности преобразования. В средствах измерений компенсационного типа используются измерительные цепи, в которых основным узлом является узел сравнения. В этом узле сравнивается измеряемая физическая величина и компенсационная физическая величина, сформированная в цепи обратной связи измерительной цепи. Для средств измерения напряженности ЭП входной величиной узла сравнения является напряженность поля.

Формирование компенсационной физической величины в виде напряженности ЭП долгое время считалось затруднительным. Однако в 1985–1986 гг. появились работы [11–13], направленные на создание одинарных датчиков напряженности постоянных ЭП компенсационного типа, но они не получили широкого распространения. Работы [11–13] позволили автору провести исследование, по результатам которого удалось создать пригодный для построения датчиков напряженности ЭП низкой частоты компенсационного типа узел сравнения. Узел сравнения представляет собой конструктивно выполненный электрический конденсатор. В основе конденсатора лежат чувствительный и компенсационный электроды, разделенные диэлектриком. Созданию узла сравнения предшествовало изучение физических процессов, протекающих под действием внешнего измеряемого и внутреннего компенсирующего низкочастотных электрических полей.

Таким образом, в данной работе будут рассмотрены основы построения двойных электроиндукционных сферических датчиков напряженности ЭП компенсационного типа на примере однокомпонентных датчиков.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для формирования краткой теории работы и построения датчиков напряженности ЭП компенсационного типа требуется решение следующего ряда задач:

1) предложить идею создания двойного датчика напряженности ЭП компенсационного типа, основанную на использовании электрического конденсатора;

2) рассмотреть физические процессы, протекающие внутри электрического конденсатора под действием внешнего и внутреннего ЭП, используя принцип суперпозиции полей;

3) предложить создание узла сравнения компенсационного датчика с использованием конструктивно изготовленного электрического конденсатора;

4) исследовать структурную схему измерительной цепи компенсационного типа и выявить ее погрешности;

5) получить уравнение преобразования измерительной цепи двойного компенсационного датчика напряженности ЭП, связывающее измеряемую напряженность поля E_0 с выходным напряжением $U_{\text{вых}}$ измерительной цепи;

6) предложить конструктивное решение двойного однокомпонентного сферического электроиндукционного датчика напряженности ЭП компенсационного типа;

7) составить структурную схему измерительной цепи двойного датчика согласно предложенному конструктивному решению;

8) выявить составляющие основной и дополнительной погрешностей предложенного конструктивного решения двойного датчика.

КРАТКАЯ ТЕОРИЯ

Практика построения низкочастотных электроиндукционных датчиков напряженности ЭП (НЭП) [1–10] показывает, что в их основе лежит конструктивно организованный электрический конденсатор. Следует отметить, что:

– работа электроиндукционных датчиков основывается не на изменении электрической емкости конденсатора, а на измерении электрических зарядов, индуцированных полем на поверхности электродов конденсатора, пропорциональных напряженности электрического поля;

– практически во всех электроиндукционных датчиках реализуется принцип прямого преобразования, обладающий большими погрешностями в сравнение с принципом компенсирующего преобразования.

В связи со сказанным целесообразно рассмотреть возможность построения низкочастотных двойных электроиндукционных датчиков НЭП с использованием принципа компенсационного преобразования. Для дальнейших рассуждений будем считать, что датчик воспринимает переменное синусоидальное электрическое поле $E_0(t)$. Поэтому для упрощения здесь и далее в обозначениях величин будем опускать временную зависимость используемых физических величин, а вводить ее в обозначение только там, где этот временной параметр будет необходим.

Известно [14], что в составе устройств компенсационного преобразования необходимым элементом является узел сравнения, в котором сравниваются две одноименные величины, одна из которых является входной x , а вторая компенсационной x_k , сформированной внутри измерительной цепи по обратной связи. Результатом сравнения будет являться величина $\Delta x = x - x_k$ (рис. 1).

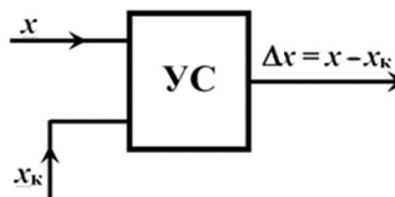


Рис. 1. Узел сравнения

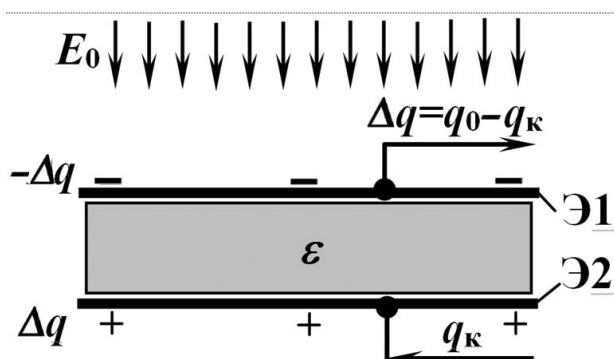


Рис. 2. Электрический конденсатор датчика в качестве узла сравнения

Особенностью электроиндукционного датчика напряженности ЭП является то, что его входной величиной x является напряженность E_0 исходного ЭП или пропорциональный ей электрический заряд q_0 , индуцированный на поверхности чувствительного электрода датчика. Следовательно, по цепи обратной связи должен быть сформирован сигнал либо в виде напряженности E_k ЭП, либо в виде электрического заряда q_k . Тогда результатом сравнения должны выступать либо $\Delta E = E_0 - E_k$, либо $\Delta q = q_0 - q_k$.

Сформировать в датчике сигнал в виде напряженности E_k ЭП весьма затруднительно. Поэтому целесообразней всего этот сигнал представить в виде электрического заряда q_k .

Как было сказано ранее, в основе электроиндукционных датчиков лежит конструктивно организованный электрический конденсатор, представленный на рис. 2.

Идеей создания узла сравнения послужили исследования по изучению физических процессов,

протекающих внутри электрического конденсатора под действием внешнего и внутреннего ЭП, с использованием принципа суперпозиции полей. Рассмотрим эти процессы на примере конструктивно выполненного плоского электрического конденсатора с диэлектриком.

Конденсатор состоит из двух проводящих электродов Э1 и Э2, и диэлектрика с диэлектрической проницаемостью ϵ . Результаты исследования показали, что конденсатор может выступать идеальным узлом сравнения, т.к. в нем под действием внешнего ЭП и поля, созданного зарядом q_k , можно создать физические процессы, протекающие во взаимно противоположных направлениях. Для удобства дальнейших рассуждений назовем электрод Э1 чувствительным электродом (ЧЭ), а электрод Э2 — компенсационным электродом (КЭ).

Проведем анализ и рассмотрим физические процессы, протекающие в электрическом конденсаторе. При рассмотрении используем принцип суперпозиции полей. Результаты анализа представим на рис. 3.

Поскольку узел сравнения предполагает воздействие на него двух физических величин (см. рис. 1), то в нашем случае необходимо обеспечить воздействие на конденсатор двух противоположно направленных ЭП. Одно из этих полей будет являться измеряемым полем, с напряженностью E_0 , а другое — компенсационным полем, с напряженностью E_k . Поскольку векторы этих полей действуют по одной прямой, то в дальнейшем будем опускать знак вектора и записывать их как E_0 и E_k , а их направление учитывать с помощью знаков "+" или "-". Далее разобьем воздействия ЭП на электрический конденсатор на три этапа.

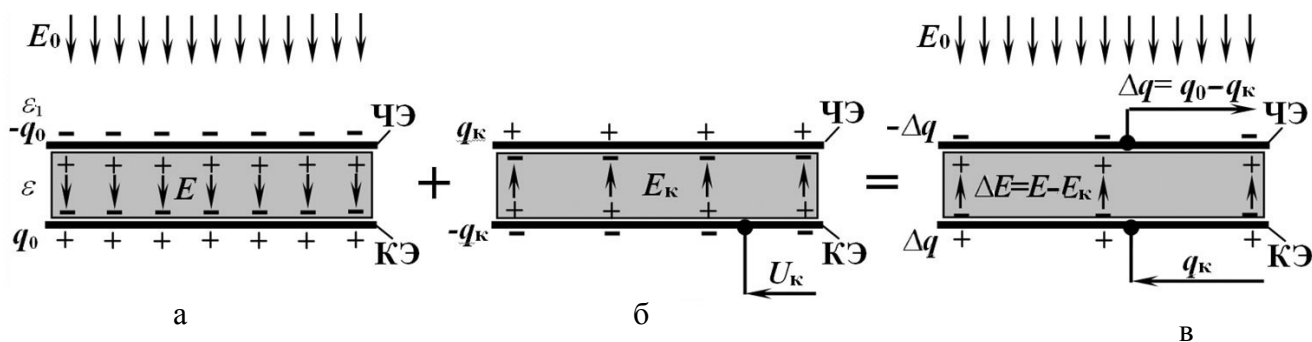


Рис. 3. Этапы физических процессов, протекающих в конденсаторе.

а — конденсатор во внешнем ЭП; б — конденсатор, подключенный к напряжению U_k ; в — суммарное поле в диэлектрике конденсатора

На первом этапе (рис. 3, а): представим электрический конденсатор помещенным в ЭП с напряженностью E_0 . Под воздействием этого поля диэлектрик конденсатора поляризуется. Это приводит к тому, что связанные заряды диэлектрика перераспределятся и создадут собственное противоположно направленное ЭП с напряженностью E' . Тогда, суммарное ЭП E в диэлектрике будет складываться из внешнего поля E_0 и внутреннего поля E' , т.е. $E = E_0 - E_k < E_0$. Суммарное ЭП E внутри диэлектрика конденсатора будет сонаправлено с внешним измеряемым полем E_0 . Однако оно будет ослаблено в ε раз, т.е. $E = E_0 / \varepsilon$, где ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика. Суммарное поле E создаст на электродах электрического конденсатора противоположные по знаку электрические заряды $\pm q_0$, по модулю равные $q_0 = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E = S \cdot E_0$, где S — площадь поверхности электродов электрического конденсатора, $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная.

На втором этапе (рис. 3, б) будем считать, что внешнее измеряемое ЭП E_0 отсутствует. Для создания компенсационного поля E_k сообщим КЭ электрического конденсатора некоторый электрический потенциал φ_k , воздействуя на него компенсационным напряжением U_k . Это приведет к тому, что на электродах электрического конденсатора появятся противоположные по знаку компенсационные электрические заряды $\pm q_k$, по модулю равные $q_k = C_d \cdot U_k = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E_k$, пропорциональные компенсационному полю E_k , где C_d — емкость электрического конденсатора (датчика).

Таким образом, при внесении конденсатора в ЭП в нем будут существовать два противоположно направленных поля с напряженностями E и E_k .

На третьем этапе (рис. 3, в) результирующее поле в конденсаторе будет представлять собой суперпозицию двух взаимно противоположных полей E и E_k . С учетом суперпозиции полей в электрическом конденсаторе создастся единое поле, по модулю равное $\Delta E = E - E_k$. Это поле создаст на электродах электрического конденсатора противоположные по знаку электрические заряды $\pm \Delta q$, по модулю равные $\Delta q = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot \Delta E = \varepsilon \varepsilon_0 S(E - E_k) = q_0 - q_k$.

В итоге получаем естественный узел сравнения, входными физическими величинами которого являются электрические заряды $q_0 = \varepsilon_0 S \cdot E_0$ и $q_k = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E_k$, а выходной — электрический заряд $\Delta q = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot \Delta E = \varepsilon \varepsilon_0 S(E - E_k) = q_0 - q_k$.

Таким образом, узел сравнения реализует сравнение двух физических величин q_0 и q_k в виде $\Delta q = q_0 - q_k$.

Дальнейшей задачей является установление функциональной связи между входной величиной E_0 и выходной величиной измерительной цепи $U_{\text{вых}}$.

Для формирования выходной величины измерительной цепи датчика компенсационного типа необходимо составить цепочку преобразований, устанавливающую эту функциональную связь, исходя от выражения (1). Для этого воссоздадим процесс последующих преобразований, которые должна выполнить измерительная цепь для получения необходимого выходного сигнала измерительной цепи. Составим структурную схему измерительной цепи в общем виде и представим ее на рис. 4.

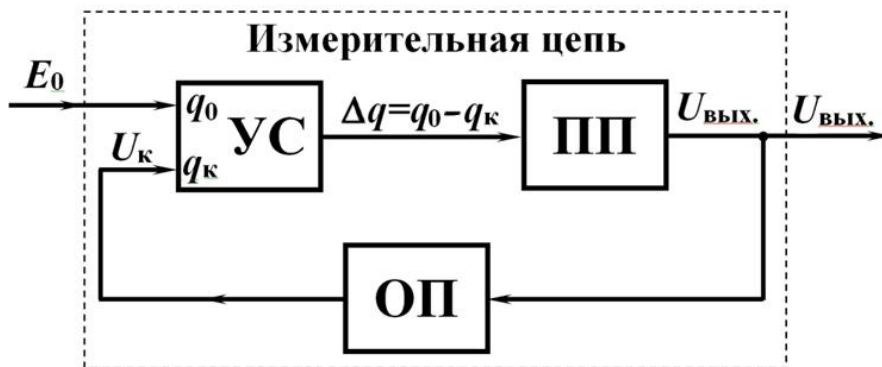


Рис. 4. Измерительная цепь компенсационного типа.

УС — узел сравнения; ПП — прямой преобразователь; ОП — обратный преобразователь

Структурная схема измерительной цепи включает в себя узел сравнения (УС), прямой преобразователь (ПП) и обратный преобразователь (ОП). Преобразователи ПП и ОП могут быть представлены цепочками преобразователей.

На входы УС поступают измеряемая напряженность ЭП E_0 и компенсирующее напряжение U_k , которые соответственно преобразуются конденсатором датчика в электрические заряды q_0 и q_k .

Узел сравнения УС вырабатывает разностный сигнал

$$\Delta q = q_0 - q_k. \quad (1)$$

В выражении (1) электрический заряд $q_0 = kE_0$ пропорционален измеряемой напряженности ЭП E_0 , а электрический заряд $q_k = C_d \cdot U_k$ пропорционален компенсирующему напряжению U_k .

Прямой преобразователь ПП, стоящий в цепи прямого преобразования, преобразует разностный сигнал в выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{пп}} \cdot \Delta q, \quad (2)$$

где $K_{\text{пп}}$ — коэффициент передачи преобразователя ПП цепи прямого преобразования.

Обратный преобразователь ОП, стоящий в цепи обратного преобразования, преобразует напряжение $U_{\text{вых}}$ в компенсирующее напряжение U_k

$$U_k = k_{\text{оп}} \cdot U_{\text{вых}}, \quad (3)$$

где $k_{\text{оп}}$ — коэффициент передачи преобразователя ОП цепи обратного преобразования.

Напряжение U_k через емкость C_d электрического конденсатора датчика преобразуется в компенсирующий электрический заряд

$$q_k = C_d \cdot U_k = C_d \cdot k_{\text{оп}} \cdot U_{\text{вых}} = K_{\text{оп}} U_{\text{вых}}, \quad (4)$$

где $K_{\text{оп}}$ — коэффициент передачи преобразователя ОП цепи обратного преобразования с учетом емкости датчика C_d .

Искомое уравнение функциональной связи между входной и выходной величинами измерительной цепи будем искать в виде

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{иц}} q_0 = K_{\text{иц}} k \cdot E_0, \quad (5)$$

где $K_{\text{иц}}$ — коэффициент преобразования всей измерительной цепи компенсирующего типа; k — коэффициент пропорциональности между q_0 и E_0 (ниже эта связь будет установлена).

Выразим из выражения (5) $K_{\text{иц}}$ и подставим в него выражения (1)–(4). Тогда получим уравнение преобразования измерительной цепи компенсационного типа. Уравнение преобразования установит функциональную связь между выходным

напряжением $U_{\text{вых}}$ и входной физической величиной E_0

$$U_{\text{вых}} = \frac{K_{\text{пп}}}{1 + K_{\text{пп}} \cdot K_{\text{оп}}} \cdot q_0 = \frac{k \cdot K_{\text{пп}}}{1 + K_{\text{пп}} \cdot K_{\text{оп}}} \cdot E_0, \quad (6)$$

где $K_{\text{иц}} = \frac{K_{\text{пп}}}{1 + K_{\text{пп}} \cdot K_{\text{оп}}}.$

Из выражения (6) следует, что выходное напряжение измерительной цепи пропорционально напряженности ЭП E_0 и зависит от коэффициентов как прямого преобразования цепи $K_{\text{пп}}$, так и от обратного $K_{\text{оп}}$ преобразования.

При выполнении условия

$$K_{\text{пп}} \cdot K_{\text{оп}} \gg 1 \quad (7)$$

уравнение преобразования измерительной цепи, определяемое выражением (6), примет вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{k}{K_{\text{оп}}} \cdot E_0 \quad (8)$$

и практически не будет зависеть от коэффициента преобразования $K_{\text{пп}}$ цепи прямого преобразования. В этом случае погрешность цепи прямого преобразования не будет входить в погрешность результата измерения. Однако для достижения высокой чувствительности следует уменьшить $K_{\text{оп}}$, а для выполнения условия (7) следует увеличить $K_{\text{пп}}$.

Оценим погрешности измерительной цепи компенсационного типа. Их можно разделить на мультипликативную и аддитивную погрешности.

Относительная мультипликативная погрешность обусловлена нестабильностями коэффициентов $K_{\text{пп}}$ и $K_{\text{оп}}$. Она будет определяться как погрешность косвенного измерения

$$\delta_{U_{\text{вых}}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \delta_{K_{\text{пп}}} \frac{1}{1 + K_{\text{пп}} K_{\text{оп}}} - \delta_{K_{\text{оп}}} \frac{K_{\text{пп}} K_{\text{оп}}}{1 + K_{\text{пп}} K_{\text{оп}}}, \quad (9)$$

где $\delta_{K_{\text{пп}}}$ — погрешность коэффициента передачи преобразователя ПП цепи прямого преобразования; $\delta_{K_{\text{оп}}}$ — погрешность коэффициента передачи преобразователя ОП цепи обратного преобразования с учетом емкости датчика C_d . Из выражения (9) следует: при выполнении условия (7) погрешность от нестабильности коэффициента преобразования цепи прямого преобразования $K_{\text{пп}}$ уменьшается в $(1 + K_{\text{пп}} \cdot K_{\text{оп}})$ раз. Следовательно, в прямой цепи можно использовать менее стабильные и менее линейные преобразователи. Что же касается погрешности, обусловленной нестабильностью коэффициента преобразования цепи обратного

преобразования $K_{оп}$, то она практически полностью входит в суммарную мультипликативную погрешность $\delta_{U_{вых}}$. Следовательно, коэффициент цепи обратного преобразования должен иметь высокие стабильность и линейность.

Необходимо отметить, что выполнение условия (7) приводит к уменьшению чувствительности измерительной цепи и упрощению выражения (9) для мультипликативной погрешности

$$\delta_{U_{вых}} = \frac{1}{K_{пп} K_{оп}} \delta_{K_{пп}} - \delta_{K_{оп}}. \quad (10)$$

Из выражения (10) следует, что относительная мультипликативная погрешность измерительной цепи состоит из суммы двух составляющих. Первая составляющая определяется погрешностью цепи прямого преобразования, уменьшенной в $K_{пп} \cdot K_{оп}$ раз, а вторая — погрешностью цепи обратного преобразования, полностью входящей в суммарную погрешность. В связи с этим к погрешности преобразователей цепи обратного преобразования должны предъявляться более жесткие требования.

Абсолютная аддитивная погрешность в измерительной цепи компенсационного типа определяется влиянием аддитивных помех, действующих на выходах преобразователей ПП и ОП. Эта погрешность, приведенная ко входу, не зависит от глубины обратной связи и, следовательно, не может быть уменьшена использованием схемы уравнивающего преобразования

$$\Delta q_{вх} = \left(\frac{\Delta_1}{k_{пп1}} + \frac{\Delta_2}{k_{пп1} k_{пп2}} + \dots + \frac{\Delta_m}{k_{пп1} k_{пп2} \dots k_{ппm}} \right) - [\Delta'_1 \cdot k_{оп2} k_{оп3} \dots k_{опn} + \Delta'_2 \cdot k_{оп3} k_{оп4} \dots k_{опn} + \dots + \Delta'_n],$$

где $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_m$ — аддитивные помехи после 1, 2, ..., m преобразователей ПП цепи прямого преобразования; $\Delta'_1, \Delta'_2, \dots, \Delta'_n$ — аддитивные помехи после 1, 2, ..., n преобразователей ОП цепи обратного преобразования.

Следует отметить, что погрешность измерительной цепи компенсационного типа существенно снижается по сравнению с погрешностью измерительной цепи прямого преобразования.

ДВОЙНОЙ СФЕРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК НАПРЯЖЕННОСТИ ЭП КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА

Известны устройства для измерения напряженности ЭП [11–13], в которых реализован плоский одинарный однокомпонентный электроиндукцион-

ный датчик напряженности ЭП компенсационного типа. В этих работах показано, что компенсационный тип датчика позволяет уменьшить погрешность, вносимую элементами датчика. Однако он не позволяет уменьшить погрешность от синфазных помех и наводок. Исключить эти составляющие погрешности способен только двойной датчик [15, 16]. Как показывают исследования, проведенные в работах [15, 16], и выработанные в них требования к датчикам напряженности ЭП, датчик необходимо выполнять двойным и сферическим с возможностью дифференциального включения его в измерительную цепь. Положим результаты краткой теории в основу построения двойного однокомпонентного сферического датчика напряженности ЭП компенсационного типа. Предлагаемый к рассмотрению датчик схематично представлен на рис. 5. В основе датчика 1 лежат проводящее сферическое основание 2 радиуса r с двумя диаметрально противоположными круглыми вырезами и два конструктивно организованных электрических конденсатора, расположенных в этих вырезах. Первый конденсатор имеет проводящие электроды 3 и 5, а второй — 4 и 6.

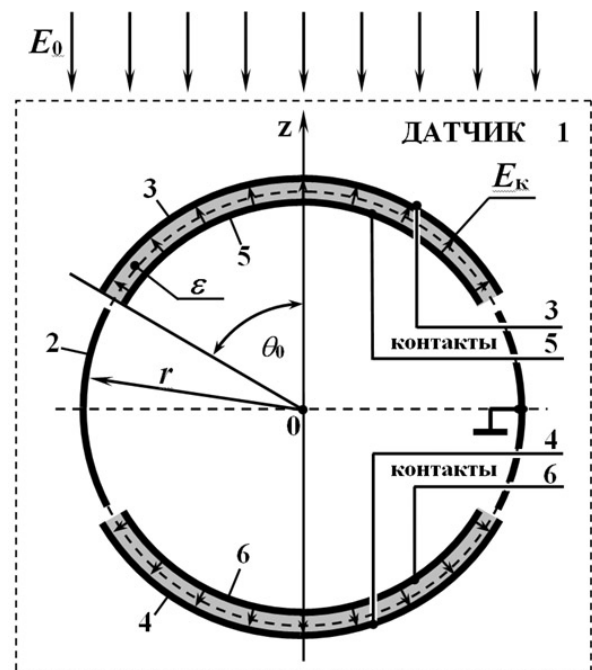


Рис. 5. Двойной однокомпонентный сферический датчик напряженности ЭП компенсационного типа

Таким образом, сформирован двойной датчик с двумя диаметрально противоположными одинарными датчиками, принцип работы которых пояснен в краткой теории. Для правильной организации работы датчика, датчик должен быть включен в измерительную цепь.

Структурная схема

Двойной датчик напряженности ЭП состоит из двух одинарных датчиков, в составе которых используется измерительная цепь, представленная на рис. 4. Таким образом, двойной датчик имеет два канала преобразования, каждый из которых

Один из возможных вариантов структурных схем измерительной цепи двойного датчика представлен на рис. 6. Структурная схема измерительной цепи двойного датчика напряженности ЭП включает в себя два канала преобразования и объединяющий их двухвходовый дифференциальный сумматор. Каждый канал преобразования имеет цепи прямого и обратного преобразования. Цепи прямого преобразования каналов состоят из прямых преобразователей ПП 1, включающих преобразователи ПП 1.1 и ПП 1.2, и ПП 2, включающих преобразователи ПП 2.1 и ПП 2.2. Цепи обратного преобразования каждого из каналов состоят из обратных преобразователей ОП 1, включающих преобразователи ОП 1.1 и ОП 1.2, и ОП 2, включающих преобразователи ОП 2.1 и ОП 2.2. Уравнение преобразования каждого канала преобразования, как ранее было показано, определяется выражением (6).

- коэффициент преобразования у цепи прямого преобразования должен быть значительно выше, чем у цепи обратного преобразования;

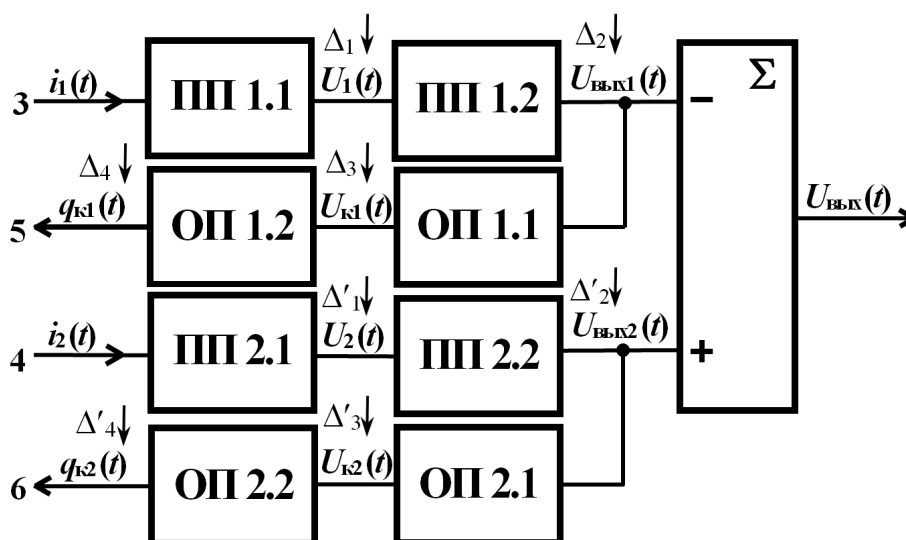


Рис. 6. Структурная схема измерительной цепи двойного датчика напряженности ЭП

– требования к линейности и стабильности блоков цепи обратного преобразования должны быть более жесткими, чем к цепи прямого преобразования;

– входной $i_1(t)$ и выходной $U_{к1}(t)$ сигналы первого канала должны быть отрицательные, а второго канала — положительные, т.е. сигналы должны быть противоположны по фазе.

Конструкционные блоки

Функциональные требования

Выполнить эти требования представляется возможным при использовании в каждом канале преобразования трех основных конструкционных блоков: двух в цепи прямого преобразования и двух в цепи обратного преобразования, и одного, четвертого типа блок, объединяющий сигналы с двух каналов преобразования.

Рассмотрим основные блоки измерительной цепи по отдельности и определим их коэффициенты преобразования, необходимые для анализа выражения (6). Конструкционные блоки измерительной цепи датчика компенсационного типа представлены на рис. 7.

Прежде чем анализировать основные блоки измерительной цепи датчика, отметим, что, согласно вышеприведенной краткой теории, выходные выражения каналов преобразования определяются выражением (6)

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}1,2}(t) &= \mp \frac{k_{\text{нп}1,2}}{1 + k_{\text{нп}1,2} \cdot k_{\text{оп}1,2}} \cdot q_{01,2}(t) = \\ &= \mp \frac{k k_{\text{нп}1,2}}{1 + k_{\text{нп}1,2} \cdot k_{\text{оп}1,2}} E_0(t), \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{где } k = 3\pi\epsilon_0 r^2 \sin^2 \frac{\theta_0}{2} \quad (12)$$

коэффициент пропорциональности между $E_0(t)$ и $q_0(t)$, зависящий от формы и размеров ЧЭ датчика [15, 16]; $q_{01,2}(t)$ — электрические заряды, индуцированные на диаметрально противоположных ЧЭ датчика.

Индукцированные электрические заряды изменяются по гармоническому закону и определяются как

$$q_{01,2}(t) = \mp \iint_{dS} \sigma_{1,2}(t) \cdot dS_{1,2}, \quad (13)$$

где "±" показывает противоположность фаз сигналов, $\sigma_{1,2}(t)$ — поверхностная плотность индуцированных электрических зарядов на поверхностях ЧЭ, $dS_{1,2}$ — элемент сферической поверхности ЧЭ датчика.

Узел сравнения вырабатывает разностный сигнал, согласно выражению (1), который запишем с учетом временной зависимости

$$\begin{aligned} \Delta q_{1,2}(t) &= \mp [q_{01,2}(t) - q_{к1,2}(t)] = \\ &= \mp \frac{1}{1 + k_{\text{нп}1,2} \cdot k_{\text{оп}1,2}} \cdot q_{01,2}(t). \end{aligned} \quad (14)$$

Конструкционные блоки для реализации ПП 1.1 и ПП 2.1

Первыми основными блоками являются прямые преобразователи ПП 1.1 и ПП 2.1. Применительно к датчику напряженности ЭП в качестве первых блоков ПП 1.1 и ПП 2.1 следует использовать усилители заряда (УЗ) [17–21] (см. рис. 7, а), которые применяются, например, для снятия электрического заряда с гидрофона [18], с пьезоэлектрического датчика [20].

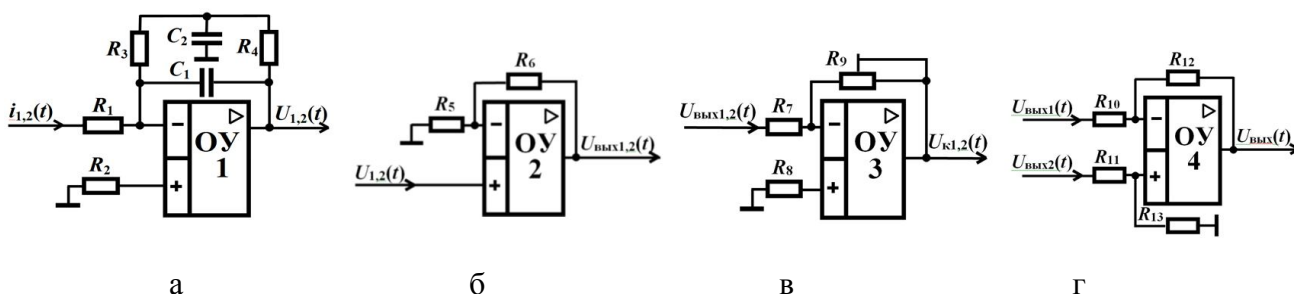


Рис. 7. Конструкционные блоки измерительной цепи датчика компенсационного типа.

ОУ — операционный усилитель, а — усилитель заряда (УЗ), б — неинвертирующий усилитель, в — инвертирующий усилитель, г — сумматор с инвертирующим и неинвертирующим входами

По принципу работы УЗ представляет собой интегратор тока [21], интегрирующий входной электрический ток

$$i_{1,2}(t) = \pm \frac{d[\pm \Delta q_{1,2}(t)]}{dt} \quad (15)$$

и преобразующий его в напряжение, пропорциональное электрическому заряду

$$\begin{cases} U_1(t) = -\frac{1}{C_1} \int [i_1(t)] dt = -\frac{1}{C_1} \cdot \Delta q_1(t) = \\ = k_{\text{пп}1.1} \cdot \Delta q_1(t), \\ U_2(t) = +\frac{1}{C'_1} \int [i_2(t)] dt = +\frac{1}{C'_1} \cdot \Delta q_2(t) = \\ = k_{\text{пп}2.1} \cdot \Delta q_2(t), \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{где } k_{\text{пп}1.1} = \frac{U_1(t)}{\Delta q_1(t)} = \frac{1}{C_1}, \quad k_{\text{пп}2.1} = \frac{U_2(t)}{\Delta q_2(t)} = \frac{1}{C'_1} \quad (17)$$

коэффициенты преобразования УЗ в первом и втором каналах преобразователей ПП 1.1 и ПП 2.1, определяемые параметрами УЗ; C_1, C'_1 — интегрирующие емкости (см. рис. 7, а). Отметим, что все обозначения в выражениях (16)–(18) и в последующих выражениях соответствуют обозначениям рис. 7. Т-образная цепь R_3 – C_2 – R_4 в УЗ обеспечивает режим работы ОУ по постоянному току. Правильно подобранные элементы Т-образной цепи не окажут значительного влияния на работу УЗ, причем это влияние уменьшается за счет цепи обратного преобразования.

Анализ выражения (15) показывает, что для увеличения коэффициентов преобразования $k_{\text{пп}1.1}$ и $k_{\text{пп}2.1}$ цепей прямого преобразования ПП 1.1 и ПП 2.1 необходимо уменьшать интегрирующие емкости C_1, C'_1 . Однако это не всегда приемлемо.

Конструкционные блоки для реализации ПП 1.2 и ПП 2.2

Для повышения коэффициента преобразования цепей прямого преобразования служит второй блок (см. рис. 6), в качестве которого можно использовать неинвертирующий усилитель на ОУ (рис. 7, б). Тогда с использованием второго блока выходные напряжения $U_{\text{вых}1,2}(t)$ цепей прямого преобразования ПП 1.2 и ПП 2.2 примут вид [21]

$$\begin{cases} U_{\text{вых}1}(t) = -k_{\text{пп}1.2} \cdot U_1(t) = \\ = -k_{\text{пп}1.1} \cdot k_{\text{пп}1.2} \cdot \Delta q_1(t) = -K_{\text{пп}1} \cdot \Delta q_1(t), \\ U_{\text{вых}2}(t) = +k_{\text{пп}2.2} \cdot U_2(t) = \\ = +k'_{\text{пп}2.1} \cdot k''_{\text{пп}2.2} \cdot \Delta q_2(t) = +K_{\text{пп}2} \cdot \Delta q_2(t), \end{cases} \quad (18)$$

$$\text{где } \begin{cases} k_{\text{пп}1.2} = 1 + R_6 / R_5, \\ k_{\text{пп}2.2} = 1 + R'_6 / R'_5 \end{cases} \quad (19)$$

коэффициенты преобразования неинвертирующих усилителей в первом и втором каналах преобразователей ПП 1.2 и ПП 2.2 (см. рис. 7, б);

$$\begin{cases} K_{\text{пп}1} = k_{\text{пп}1.1} \cdot k_{\text{пп}1.2} = \frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right), \\ K_{\text{пп}2} = k_{\text{пп}2.1} \cdot k_{\text{пп}2.2} = \frac{1}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5} \right) \end{cases} \quad (20)$$

коэффициенты преобразования цепей прямого преобразования ПП 1 и ПП 2. Электрические компоненты со штрихом, входящие в коэффициенты и уравнения преобразования, здесь и далее относятся ко второму каналу преобразования измерительной цепи.

Конструкционные блоки для реализации ОП 1 и ОП 2

Третьим основным структурным блоком является обратный преобразователь ОП, состоящий из преобразователей ОП 1.1 и ОП 2.1. В качестве преобразователей ОП 1.1 и ОП 2.1 следует использовать инвертирующий усилитель (см. рис. 7, в). С учетом инвертирующего усилителя выходные компенсирующие напряжения $U_{\text{к}1}(t)$ и $U_{\text{к}2}(t)$ цепей обратного преобразования ОП 1.1 и ОП 2.1 примут вид [21]

$$\begin{cases} U_{\text{к}1}(t) = +k_{\text{оп}1.1} U_{\text{вых}1}(t), \\ U_{\text{к}2}(t) = -k_{\text{оп}2.1} U_{\text{вых}2}(t), \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{где } \begin{cases} k_{\text{оп}1.1} = R_9 / R_7, \\ k_{\text{оп}2.1} = R'_9 / R'_7 \end{cases} \quad (22)$$

коэффициенты преобразования инвертирующих усилителей в первом и втором каналах преобразователей ОП 1.1 и ОП 2.1 (см. рис. 6). Коэффициенты преобразования инвертирующих усилителей являются регулируемыми за счет регулировки резисторов R_9 и R'_9 (см. рис. 7, в). Эта регулировка необходима для обеспечения равенства $U_{\text{вых}1}(t) = U_{\text{вых}2}(t)$ выходных напряжений при нахождении датчика в однородном ЭП. Для стабильной работы третьего блока также необходимо учесть, что $R_8 = R_7 \parallel R_9$.

Далее компенсационное напряжение $U_{\text{к}1}(t)$ и $U_{\text{к}2}(t)$ электрической емкостью датчика (см. рис. 3) преобразуется в компенсирующий электрический заряд

$$\begin{cases} q_{к1}(t) = +C_{д1} \cdot U_{к1}(t) = +k_{оп1.1} k_{оп1.2} \cdot U_{вых1}(t) = \\ \quad = K_{оп1} \cdot U_{вых1}(t), \\ q_{к2}(t) = -C_{д2} \cdot U_{к2}(t) = -k_{оп2.1} k_{оп2.2} \cdot U_{вых2}(t) = \\ \quad = K_{оп2} \cdot U_{вых2}(t), \end{cases} \quad (23)$$

$$\text{где} \quad \begin{cases} k_{оп1.2} = C_{д1}, \\ k_{оп2.2} = C'_{д2} \end{cases} \quad (24)$$

коэффициенты преобразования цепей обратного преобразования ОП 1.2 и ОП 2.2 и

$$\begin{cases} K_{оп1} = k_{оп1.1} \cdot k_{оп1.2} = C_{д1} \cdot \frac{R_9}{R_7}, \\ K_{оп2} = k'_{оп1.1} \cdot k'_{оп1.2} = C'_{д2} \cdot \frac{R'_9}{R'_7} \end{cases} \quad (25)$$

коэффициенты преобразования цепей обратного преобразования ОП 1 и ОП 2.

С учетом коэффициентов (12), (20) и (25) выходные напряжения двух каналов преобразования двойного датчика компенсационного типа будут соответственно равны:

$$\begin{cases} U_{вых1}(t) = -\frac{k \cdot K_{оп1}}{1 + K_{оп1} \cdot K_{оп1}} \cdot E_0(t) = -\frac{3\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)}{1 + \frac{C_{д1}}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_9}{R_7}} \cdot E_0(t), \\ U_{вых2}(t) = +\frac{k \cdot K_{оп2}}{1 + K_{оп2} \cdot K_{оп2}} \cdot E_0(t) = +\frac{3\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta'_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5}\right)}{1 + \frac{C'_{д2}}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5}\right) \cdot \frac{R'_9}{R'_7}} \cdot E_0(t). \end{cases} \quad (26)$$

Конструкционный блок формирования выходного сигнала (сумматор)

Для формирования единого выходного сигнала датчика используется четвертый конструкционный блок (см. рис. 7, г). В качестве четвертого блока выступает сумматор на ОУ с двумя входами, один из которых инвертирующий. По инвертирующему $k_{и}$ и по неинвертирующему $k_{н}$ входам коэффициенты передачи сумматора соответственно определяются как [21]

$$k_{и} = -\frac{R_{12}}{R_{10}} \quad \text{и} \quad k_{н} = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{13}} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{10}}\right). \quad (27)$$

Из выражений (27) следует, что коэффициенты передачи $k_{и} \neq k_{н}$ не равны по модулю. Для обеспечения их равенства необходимо выполнить условия $R_{11} = R_{12}$, а $R_{13} = R_{10}$. Тогда $k_{и} = |k_{и}| = R_{11} / R_{13} = R_{12} / R_{10}$. С учетом определенных коэффициентов передачи по входам сумматора определим его выходное напряжение:

$$\begin{aligned} U_{вых}(t) &= k_{н} U_{вых2}(t) - k_{и} [-U_{вых1}(t)] = \\ &= k_{и} U_{вых1}(t) + k_{н} U_{вых2}(t). \end{aligned} \quad (28)$$

С учетом того, что $k_{и} = k_{н}$ и в однородном поле $U_{вых1}(t) = U_{вых2}(t)$, выражение (28) с подстановкой в него выражений (26) можно привести к виду

$$\begin{aligned} U_{вых}(t) &= 2 \cdot k_{и} U_{вых1}(t) = \\ &= 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{\frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_{12}}{R_{10}}}{1 + \frac{C_{д1}}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_9}{R_7}} \cdot E_0(t). \end{aligned} \quad (29)$$

Если к элементам измерительной цепи, участвующим в уравнении преобразования (29), предъявить следующие требования: $R_6 \gg R_5$, $R_7 \geq R_6$, $R_9 \geq n R_5$, $n \geq 10$, то выполнится условие (7); тогда выражение (29) упростится

$$U_{вых}(t) = 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{R_7 \cdot R_{12}}{C_{д1} \cdot R_9 \cdot R_{10}} \cdot E_0(t). \quad (30)$$

В уравнение преобразования (30) входит емкость датчика $C_{д1}$. Выведем уравнения для расчета этой емкости. Для этого сопоставим выражения для емкостей плоского $C_{пл} = \epsilon\epsilon_0 S / d$ и сферического $C_{сф} = 4\pi\epsilon\epsilon_0 r_1 r_2 / (r_2 - r_1)$ конденсаторов, где r_1 и r_2 радиусы внутренней и внешней сфер. Сравнение показывает, что в выражении для емкости $C_{сф}$ $4\pi r_1 r_2 = S$ — площадь электродов, а $(r_2 - r_1) = d$ — расстояние между сферами. При выполнении условий $d \ll r_1$ и $d \ll r_2$ можно допустить, что $r_1 \approx r_2 = r$, тогда площадь поверхности электродов сферического конденсатора будет определяться

классической формулой $S = 4\pi r^2$. Если учесть, что площадь поверхности электрода конденсатора в форме сферического сегмента определяется выражением $S = 4\pi r^2 \cdot \sin^2(\theta_0 / 2)$, и подставить в нее угловой размер $\theta_0 = 180^\circ$, то выражение для площади поверхности сферического сегмента превращается в исходное выражение для площади поверхности сферы. Обобщая сказанное, получим выражение для емкости конденсатора рассматриваемого датчика

$$C_d = \frac{4\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2(\theta_0 / 2)}{d}, \quad (31)$$

где r — радиус сферических сегментов при $d \ll r$.

С учетом выражения для C_d уравнение преобразования (30) значительно упрощается и принимает вид

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_7 R_{12}}{R_9 R_{10}} \cdot d \cdot E_0(t). \quad (32)$$

Из выражения (32) видно, что в уравнении преобразования отсутствуют элементы, определяемые конструктивными размерами датчика, и диэлектрическая проницаемость межэлектродной среды емкости датчика. Следовательно, они не будут вносить дополнительные составляющие в инструментальную погрешность датчика.

Сопоставим для сравнения уравнения преобразования датчиков с компенсационной измерительной цепью (30) и датчика с измерительной цепью прямого преобразования

$$U_{\text{вых}}(t) = 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{(R_5 + R_6) \cdot R_{12}}{C_1 \cdot R_5 \cdot R_{10}} \cdot E_0(t). \quad (33)$$

Сравнение показывает, что в этом случае в уравнение преобразования входит большее число элементов, вносящих вклад в инструментальную погрешность датчика, и прежде всего, это конструктивные размеры датчика R , θ_0 , а также значение диэлектрической проницаемости ϵ межэлектродной среды емкости датчика.

Таким образом, получены уравнения преобразования измерительной цепи (30) и (32) двойного компенсационного датчика напряженности ЭП, связывающие выходное напряжение датчика с измеряемой напряженностью ЭП. Из уравнений преобразования (30) и (32) можно установить составляющие основной и дополнительной погрешностей датчика.

ПОГРЕШНОСТИ ДАТЧИКА КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА И ЕГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ

Погрешности датчика и измерительной цепи можно разделить на основную и дополнительную.

Основные погрешности будут определяться неточностью изготовления конструктивных элементов датчика и погрешностями элементов измерительной цепи, входящих в уравнение преобразования. Суммарная основная погрешность определяется в нормальных условиях [22]. Применительно к датчику напряженности ЭП в нормальные условия также должно входить условие однородности поля. В однородном поле должно выполняться равенство $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}}$, при котором адекватно выражение (29).

Дополнительные погрешности вызваны отклонением условий эксплуатации датчика от нормальных условий. Среди дополнительных погрешностей применительно только к датчикам напряженности ЭП выделим погрешность, вызванную неоднородностью ЭП [15].

Основные погрешности складываются из погрешностей датчика и измерительной цепи. Анализ общего уравнения преобразования (32) показывает, что основная погрешность датчика будет определяться конструктивными погрешностями, вызванными неточностью изготовления радиуса r и углового размера θ_0 ЧЭ датчика, а также отклонением ϵ диэлектрической проницаемости от номинального значения. Однако, при выполнении условия (7) уравнение преобразования (29) упрощается и сводится к уравнению (32), из которого исключены конструктивные элементы датчика r и θ_0 , а также ϵ .

Основную погрешность измерительной цепи компенсационного типа можно установить из уравнения преобразования (32). Из него можно выявить *мультипликативные* и *аддитивные* составляющие погрешности.

Мультипликативная погрешность канала преобразования при выполнении условия (7) и, согласно выражению (10), будет определяться относительной погрешностью только цепи обратного преобразования ОП и в зависимости от элементов цепи $R_7(R'_7)$ и $R_9(R'_9)$. Суммарная мультипликативная погрешность измерительной цепи датчика, согласно (32), будет еще включать относительную погрешность сумматора (см. рис. 7, г), которая определяется элементами сумматора $R_{10}(R'_{10})$, $R_{12}(R'_{12})$, и относительную погрешность межэлектродного расстояния d .

Определим суммарную относительную мультипликативную погрешность измерительной цепи датчика как погрешность косвенного измерения

$$\delta_{\text{иц}} = \sqrt{\delta_{R7}^2 + \delta_{R9}^2 + \delta_{R10}^2 + \delta_{R12}^2 + \delta_d^2}, \quad (34)$$

где δ_{R7} , δ_{R9} , δ_{R10} и δ_{R12} — относительная погрешность, или технологический разброс

соответствующих резисторов; δ_d — погрешность межэлектродного расстояния.

Абсолютная аддитивная погрешность измерительной цепи компенсационного типа определяется влиянием внутренних аддитивных помех на выходах преобразователей ПП и ОП. Аддитивные помехи Δ , действующие на выходах преобразователей, показаны в виде стрелок на рис. 6. Приведем эти погрешности к входу измерительной цепи по двум каналам преобразования

$$\begin{cases} \Delta q_{\text{вх1}} = \left(\frac{\Delta_1}{k_{\text{пп1}}} + \frac{\Delta_2}{k_{\text{пп1}} k_{\text{пп2}}} \right) - [\Delta_3 \cdot k_{\text{оп1.1}} k_{\text{оп1.2}} + \Delta_4]; \\ \Delta q_{\text{вх2}} = \left(\frac{\Delta'_1}{k'_{\text{пп1}}} + \frac{\Delta'_2}{k'_{\text{пп1}} k'_{\text{пп2}}} \right) - [\Delta'_3 \cdot k'_{\text{оп1.1}} k'_{\text{оп1.2}} + \Delta'_4], \end{cases} \quad (35)$$

где $\Delta_1, \Delta_2, \Delta'_1, \Delta'_2$ — аддитивные помехи после преобразователей ПП_{1.1}, ПП_{1.2} и ПП_{2.1}, ПП_{2.2} первого и второго каналов цепи прямого преобразования; $\Delta_3, \Delta_4, \Delta'_3, \Delta'_4$ — аддитивные помехи после ОП_{1.1}, ОП_{1.2} и ОП_{2.1}, ОП_{2.2} первого и второго каналов цепи обратного преобразования.

Эта погрешности, приведенные к входу, не зависят от глубины обратной связи и, следовательно, не могут быть уменьшены использованием схемы компенсационного типа.

Дополнительная погрешность, вызванная неоднородностью ЭП, определяется угловым размером θ_0 ЧЭ, выполненного в форме сферического сегмента. Следует заметить, что в неоднородном поле условие равенства $U_{\text{вых1}}(t) = U_{\text{вых2}}(t)$ в выражении (28) не выполняется. В условиях неоднородности ЭП $U'_{\text{вых1}}(t) = U_{\text{вых1}}(t) \cdot (1 + \delta_1)$, а $U'_{\text{вых2}}(t) = U_{\text{вых2}}(t) \cdot (1 + \delta_2)$. Это приводит к погрешности выходного напряжения измерительной цепи датчика

$$U'_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}}(t) \cdot \left(1 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \right) = U_{\text{вых}}(t) \cdot (1 + \delta),$$

где δ_1 и δ_2 — погрешности, вносимые неоднородностью поля в первый и второй одинарный датчики, входящие в состав двойного датчика; эти погрешности взаимно противоположны по знаку; δ — погрешность от неоднородности поля двойного датчика. Оптимизировать эти погрешности можно изменением углового размера сферических элементов ЧЭ датчика.

В работе [15] показано, что оптимальным угловым размером ЧЭ с точки зрения минимальной погрешности и максимального пространственного диапазона измерений является угловой размер $\theta_0 = 60^\circ$. При таком угловом размере ЧЭ погрешность δ от неоднородности ЭП не превысит $\pm 5\%$ во всем пространственном диапазоне измерений.

Из результатов анализа погрешностей следует, что использование измерительной цепи компенсационного типа в исследуемом датчике приводит к существенному снижению погрешности по сравнению с погрешностью, вносимой измерительной цепью прямого преобразования.

Таким образом, применение компенсационного метода повышает точность измерения. Дальнейшие исследования должны быть направлены на создание трехкомпонентного компенсационного датчика напряженности ЭП.

ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования по созданию компенсационного датчика напряженности ЭП позволяют сделать следующие выводы и заключение.

1. Предложена идея создания двойного однокомпонентного сферического датчика напряженности ЭП компенсационного типа.

2. Разработаны теоретические положения, позволившие

- рассмотреть физические процессы, протекающие внутри воспринимающего поле конденсатора датчика под действием внешнего и внутреннего ЭП, в основе которых лежит принцип суперпозиции полей;

- составить структурную схему измерительной цепи датчика напряженности ЭП компенсационного типа;

- проанализировать основные погрешности измерительных цепей компенсационного типа и выделить из них мультипликативные и аддитивные погрешности.

3. Предложен узел сравнения компенсационного датчика, с использованием воспринимающего ЭП конденсатора, лежащего в основе его построения.

4. Предложено конструктивное решение однокомпонентного двойного сферического электроиндукционного датчика напряженности ЭП компенсационного типа.

5. Составлена структурная схема измерительной цепи для предложенного конструктивного решения датчика.

6. Получены уравнения преобразования двойного компенсационного датчика напряженности ЭП с учетом его измерительной цепи, связывающие измеряемую напряженность поля $E_0(t)$ с выходным напряжением $U_{\text{вых}}(t)$ измерительной цепи.

7. Проведен теоретический анализ составляющих погрешностей однокомпонентного двойного сферического электроиндукционного датчика напряженности ЭП компенсационного типа.

8. В результате исследований впервые получено аналитическое выражение для электрической емкости конденсатора с электродами в форме сферических сегментов $C_d = 4\pi \cdot \varepsilon \varepsilon_0 \cdot r^2 \cdot \sin^2(\theta_0/2) / d$.

9. Показано, что измерительная цепь датчика компенсационного типа позволяет не только уменьшить мультипликативную погрешность, но и практически исключить погрешности, вызванные неточностью выполнения геометрических размеров конструктивной части датчика.

В заключение следует сказать, что получены новые знания по разработке двойных сферических электроиндукционных датчиков напряженности ЭП компенсационного типа

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Chunguang S., Ran W., Wendin Z., Yincheng L. Research on the Three-Dimensional Power Frequency Electric Field Measurement System // Hindawi Journal of Sensors. 2022. Vol. 2021. Id. 8859022. DOI: 10.1155/2021/8859022
2. Xiao D. et al. A Power-Frequency Electric Field Sensor for Portable Measurement // Sensors. 2018. Vol. 1, no. 4. Id. 1053. DOI: 10.3390/s18041053
3. Pop E. et al. Măsurarea intensității cîmpului electric alternativ // Metrologia aplicată. 1975. Vol. 22, no. 2. P. 73–81.
4. Дез Ж. Расчет и измерение напряженности электрического поля вблизи устройств высокого напряжения // Влияние электроустановок высокого напряжения на окружающую среду: Переводы докладов Междунар. конф. по большим электрическим системам (СИГРЭ-76) / Под ред. Ю.П. Шкарина. М.: Энергия, 1979. С. 10–19. URL: https://rusneb.ru/catalog/000199_000009_007652809/
5. Михайлян С. Измерение электрического поля вблизи оборудования высокого напряжения и оценка его биологического и физиологического влияния // Влияние электроустановок высокого напряжения на окружающую среду: Переводы докладов Междунар. конф. по большим электрическим системам (СИГРЭ-76) / Под ред. Ю.П. Шкарина. М.: Энергия, 1979. С. 33–41.
6. Мисакян М. Миниатюрный датчик электрического поля // Приборы для научных исследований. 1978. № 7. С. 52–55.
7. Feser K., Pfaff W. A potential free spherical sensor for the measurement of transient electric fields // IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems. 1984. Vol. Pas-103, no. 10. P. 2904–2911. DOI: 10.1109/TPAS.1984.318292
8. Гатман С. Двойной измеритель электрического поля с защитой // Приборы для научных исследований. 1968. № 1. С. 45–49.
9. Bassen H.I., Smith G. Electric field probes – a review // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1983. Vol. AP-31, no. 5. P. 710–718. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143126
10. Biryukov S.V., et al. Calculation and measurement of fields on EHV and UHV substations and near transmission lines // CIGRE-86. International Conference on Large High Voltage Electric Systems, Report 36-06, Session 27th August-4th September. Paris, 1986. 5 p.
11. Цагарели Н.И. Цифровое устройство для измерения напряженности электрического поля. Авторское свидетельство СССР № 1173352, 15.08.85.
12. Цагарели Н.И. Устройство для измерения напряженности электрического поля. Авторское свидетельство СССР № 1257568, 15.09.86.
13. Цагарели Н.И. Способ измерения напряженности электрического поля. Авторское свидетельство СССР № 1273845, 30.11.86.
14. Ишанин Г.Г., Минаев И.Г., Шарапов В.М., Полищук Е.С., Кошевой Н.Д., Совлуков А.С. Датчики: Справочное пособие / Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука. М.: Техносфера, 2012. 624 с. URL: https://djvu.online/file/vhG2szQHNMChL?ysclid=mjvjlk_b9d7554332238
15. Бирюков С.В. Измерение напряженности электрических полей в диэлектрических средах электроиндукционными датчиками. Методы и средства измерений. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. 196 с.
16. Колмогорова С.С., Бирюков С.В. Проектирование электроиндукционных датчиков и средств измерений электрических полей. Санкт-Петербург: ООО Реноме, 2022. 180 с. DOI: 10.25990/7bky-3e46
17. Кулапин В.И., Волкова К.Ю., Радионова Н.В., Евсеева Е.А. Измерительные преобразователи к датчикам заряда // Надежность и качество. Труды Международного симпозиума. 2018, Т. 2. С. 74–77.
18. Калхун Д. Понимание и использование усилителей заряда // Радиолоцман. 2015. № 48. С. 54–55. URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=160170>
19. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2006. 592 с. URL: <https://www.elec.ru/library/info/frajden-sovremennye-datchiki/?ysclid=mjvl47tzmq543610955>
20. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. М.: Техносфера, 2006. 632 с. URL: <https://www.elec.ru/library/nauchnaya-i-tehnicheskaya-literatura/pezoelektricheskie-datchiki/?ysclid=mjvlghtfmz3568918>
21. Корпус Р., Шмидт-Вальтер Х. Справочник инженера-схемотехника. М.: Техносфера, 2008. 608 с. URL: <https://www.elec.ru/library/info/spravovochnik-inzhenera-shemotehn/?ysclid=mjvlqarzw9256288674>
22. ГОСТ 22261-94. Средства измерения электрических и магнитных величин. Общие технические условия. М.: Изд-во стандартов, 1994. 35 с. URL: <https://stv39.ru/gosts/GOST-22261.pdf>

*Омский государственный технический университет,
г. Омск, Россия*

Контакты: *Сергей Владимирович Бирюков,*
sbiryukov154@mail.ru

Материал поступил в редакцию 22.12.2025

FUNDAMENTALS OF DESIGNING COMPENSATING ELECTROINDUCTIVE SPHERICAL ELECTRIC FIELD STRENGTH SENSORS

S. V. Biryukov

Omsk State Technical University (OmSTU), Omsk, Russia

This work aims to develop a theoretical foundation for the construction of dual, single-component, compensation-type inductive electric field strength sensors. The development of such sensors is aimed at improving the accuracy of measurements and monitoring of low-frequency electric field strength levels in areas where high- and ultra-high-voltage equipment operates, ensuring the safety and comfort of their maintenance personnel. Therefore, this work is highly relevant. The compensation-type sensor implements a balancing transformation method. The complexity of implementing this method for an electric field strength sensor is associated with the creation of a comparison unit in which the measured electric field strength E_0 and the compensation field strength E_k are compared. The theoretical foundations substantiate the feasibility of constructing a comparison unit. The comparison unit is a structurally formed electric capacitor whose internal dielectric has a permittivity of ε . Using the principle of field superposition, this work examines the physical processes occurring in the dielectric of an electric capacitor. It is shown that the measured field E_0 and the compensation field E_k act in the same straight line and are oppositely directed. This allows for the creation of an ideal comparison unit. To ensure that the sensor introduces predictable and mathematically processable distortions into the electric field, it is proposed to implement a spherical sensor body and its sensitive electrodes in the form of spherical segments. It is proposed to implement a compensation-type sensor as a double, single-component device containing two diametrically opposed sensitive elements that are part of two electric capacitors that serve as comparison units. For the first time, an expression has been obtained for calculating the capacitance of an electric capacitor with sensitive elements in the form of spherical segments. A compensation-type measuring circuit for a double, single-component sensor using the proposed comparison units is proposed. Transformation equations for the sensor and the measuring circuit are obtained, relating the measured electric field strength E_0 to the output voltage of the measuring circuit U_{out} . The main and additional errors of the compensation-type electric field strength sensor are identified. The new knowledge obtained in this work can form the basis for the development of compensating electric field strength sensors.

Keywords: electric field, field strength, compensating sensor, dual sensor, comparison unit, compensating-type measuring circuit

REFERENCES

1. Chunguang S., Ran W., Wendin Z., Yincheng L. Research on the Three-Dimensional Power Frequency Electric Field Measurement System. *Hindawi Journal of Sensors*, 2022, vol. 2021, id. 8859022. DOI: 10.1155/2021/8859022
2. Xiao D. et al. A Power-Frequency Electric Field Sensor for Portable Measurement. *Sensors*, 2018, vol. 1, no. 4, id. 1053. DOI: 10.3390/s18041053
3. Pop E. et al. Măsurarea intensității cîmpului electric alternativ. *Metrologia aplicată*, 1975, vol. 22, no. 2, pp. 73–81.
4. Dez J. [Calculation and measurement of electric field strength near high-voltage devices]. Shkarin Yu.P., editor. *Perevody dokladov Mezhdunar. konf. po bol'shim ehlektricheskim sistemam (SIGREH-76): "Vliyanie ehlektrous-tanovok vysokogo napryazheniya na okruzha-yushchuyu sredu"* [Translation of Proc. Int. Conf. for large electrical systems (SIGRE-76): "The impact of high-voltage electrical installations on the environment"], Moscow, Ehnergiya Publ., 1979, pp. 10–19. (In Russ.). URL: https://rusneb.ru/catalog/000199_000009_007652809/
5. Mikhailyanu S. [Measurement of the electric field near high-voltage equipment and assessment of its biological and physiological impact]. Shkarin Yu.P., editor. *Perevody dokladov Mezhdunar. konf. po bol'shim ehlektricheskim sistemam (SIGREH-76): "Vliyanie ehlektrous-tanovok vysokogo napryazheniya na okruzha-yushchuyu sredu"* [Translation of Proc. Int. Conf. for large electrical systems (SIGRE-76): "The impact of high-voltage electrical installations on the environment"], Moscow, Ehnergiya Publ., 1979, pp. 33–41. (In Russ.). URL: https://rusneb.ru/catalog/000199_000009_007652809/

6. Misakyan M. [Miniature electric field sensor]. *Pribory dlya nauchnykh issledovaniy* [Instruments for scientific research], 1978, no. 7, pp. 52–55. (In Russ.).
7. Feser K., Pfaff W. A potential free spherical sensor for the measurement of transient electric fields. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, 1984, vol. Pas-103, no. 10, pp. 2904–2911.
DOI: 10.1109/TPAS.1984.318292
8. Gatman S. [Double electric field meter with protection]. *Pribory dlya nauchnykh issledovaniy* [Instruments for scientific research], 1968, no. 1, pp. 45–49. (In Russ.).
9. Bassen H.I., Smith G. Electric field probes – a review. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1983, vol. AP-31, no. 5, pp. 710–718.
DOI: 10.1109/TAP.1983.1143126
10. Biryukov S.V. et al. Calculation and measurement of fields on EHV and UHV substations and near transmission lines. *CIGRE-86. International Conference on Large High Voltage Electric Systems, Report 36-06*, Session 27th August–4th September, Paris, 1986. 5 p.
11. Tsagareli N.I. Tsifrovoye ustroystvo dlya izmereniya napryazhennosti ehlektricheskogo polya [Digital device for measuring electric field strength]. *Copyright certificate of the USSR no. 1173352*. Prioritet 15.08.85. (In Russ.).
12. Tsagareli N.I. Ustroystvo dlya izmereniya napryazhennosti ehlektricheskogo polya [Device for measuring electric field strength]. *Copyright certificate of the USSR no. 1257568*. Prioritet 15.09.86. (In Russ.).
13. Tsagareli N.I. Sposob izmereniya napryazhennosti ehlektricheskogo polya [Method for measuring electric field strength]. *Copyright certificate of the USSR no. 1273845*. Prioritet 30.11.86. (In Russ.).
14. Ishanin G.G., Minaev I.G., Sharapov V.M., Polishchuk E.S., Koshevoi N.D., Sovlukov A.S. *Datchiki: Spravochnoe posobie* [Sensors: A Reference Guide]. Sharapov V.M., Polishchuk E.S., editors. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2012. 624 p. (In Russ.). URL: <https://djvu.online/file/vhG2szHQHMChL?ysclid=mjvjlkb9d7554332238>
15. Biryukov S.V. *Izmerenie napryazhennosti ehlektricheskikh polei v dielektricheskikh sredakh ehlektroinduktsionnymi datchikami. Metody i sredstva izmerenii* [Measuring electric field strength in dielectric media using inductive sensors. Methods and measurement tools]. Omsk, OmGTU Publ., 2011. 196 p. (In Russ.).
16. Kolmogorova S.S., Biryukov S.V. *Proektirovanie ehlektroinduktsionnykh datchikov i sredstv izmerenii ehlektricheskikh polei* [Design of electroinductive sensors and instruments for measuring electric fields]. Saint Petersburg, OOO Renome Publ., 2022. 180 p. (In Russ.). DOI: 10.25990/7bky-3e46
17. Kulapin V.I., Volkova K.Yu., Radionova N.V., Evseeva E.A. [Measuring converters for charge sensors]. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma: "Nadezhnost' i kachestvo"* [Proc. Int. Symp.: "Reliability and quality"], 2018, vol. 2, pp. 74–77. (In Russ.).
18. Calhoun D. [Understanding and Using Charge Amplifiers]. *Radiolotsman* [Radio Locman], 2015, no. 48, pp. 54–55.
URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=160170> (In Russ.).
19. Fraden J. *Handbook of modern sensors. Physics designs and applications*. New York, Springer, 2004. (Russ. ed.: Fraiden Dzh. *Sovremennye datchiki. Spravochnik*. Svintsov E.L., editor. Translate Zabolotnaya Yu.A. Moscow: Tekhnosfera Publ., 2006, 592 p.).
URL: <https://www.elec.ru/library/info/fraiden-sovremennye-datchiki/?ysclid=mjvl47tzmq543610955> (In Russ.).
20. Sharapov V.M., Musienko M.P., Sharapova E.V. *P'ezoelektricheskie datchiki* [Piezoelectric sensors]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2006. 632 p. (In Russ.). URL: <https://www.elec.ru/library/nauchnaya-i-tehnicheskaya-literatura/pezoelektricheskie-datchiki/?ysclid=mjvlghtfmz3568918>
21. Kories R., Shmidt-Walter H. *Electrical Engineering. A Pocket Reference*. Verlag Harri Deutsch, 2003. (Russ. ed.: Koris R., Shmidt-Val'ter Kh. *Spravochnik inzhenerashkemotekhnika*. Svintsov E.L., editor. Translate Zabolotnaya Yu.A. Moscow: Tekhnosfera Publ., 2008. 608 p.).
URL: <https://www.elec.ru/library/info/spravochnik-inzhenerashemotehn/?ysclid=mjvlqarzw9256288674> (In Russ.).
22. *GOST 22261-94. Sredstva izmereniya elektricheskikh i magnitnykh velichin. Obschie technicheskie usloviya* [GOST 22261-94. Instruments for measuring electrical and magnetic quantities. General specifications]. Moscow, Standards Publishing House, 1994. 35 p. (In Russ.).
URL: <https://stv39.ru/gosts/GOST-22261.pdf>

Contacts: Biryukov Sergey Vladimirovich,
sbiryukov154@mail.ru

Article received by the editorial office on 22.12.2025

INTRODUCTION

Electric field (EF) strength sensors and measuring instruments based on them are used to monitor and measure the strength of low-frequency EFs of high-voltage equipment, high- and ultra-high-voltage power lines, and substations in order to ensure safe working conditions for maintenance personnel. In this regard, the author has been conducting long-term research in the field of constructing EF strength sensors. The research results allow us to conclude that the majority of EF strength sensors and their measuring circuits, known from the technical literature [1–10], are implemented using direct conversion circuits. However, classical technical literature also considers measuring instruments of balancing conversion (compensation type), which make it possible to significantly reduce their conversion errors. Compensation-type measuring instruments employ measuring circuits in which the main node is the comparison node. This unit compares the measured physical quantity and the compensating physical quantity generated in the feedback loop of the measuring circuit. For EF strength measuring instruments, the input quantity of the comparison unit is the field strength. Generating a compensating physical quantity in the form of EF strength was long considered difficult. However, in 1985–1986, studies [11–13] appeared aimed at creating single compensation-type EF strength sensors, but they did not achieve widespread use. These studies [11–13] enabled the author to conduct research, the results of which led to the creation of a comparison unit suitable for constructing low-frequency EF strength sensors of compensation type. The comparison unit is a structurally designed electric capacitor. The capacitor is based on sensing and compensating electrodes, separated by a dielectric. The creation of the comparison unit was preceded by a study of the physical processes occurring under the influence of an external measured and internal compensating low-frequency electric field.

PROBLEM STATEMENT

Therefore, this paper will examine the fundamentals of constructing double electroinductive spherical compensating-type EF strength sensors using single-component sensors as an example.

To develop a brief theory of operation and design of compensating-type EF strength sensors, the following set of problems must be solved:

1) propose the idea of creating a double compensating-type EF strength sensor based on the use of an electric capacitor;

2) examine the physical processes occurring inside the electric capacitor under the influence of external and internal fields, using the principle of field superposition;

3) propose the creation of a compensating sensor comparison unit using a specially designed electric capacitor;

4) examine the structural diagram of the compensating-type measuring circuit and identify its errors;

5) derive a transformation equation for the measuring circuit of a double compensating EF strength sensor, relating the measured EF strength E_0 to the output voltage $U_{\text{вых}}$ of the measuring circuit;

6) propose a design solution for a double single-component spherical electroinductive compensating-type EF strength sensor;

7) create a structural diagram of the double sensor measuring circuit according to the proposed design solution;

8) identify the components of the primary and secondary errors of the proposed double sensor design solution.

BRIEF THEORY

The practice of constructing low-frequency inductive EF strength sensors (LEF) [1–10] shows that they are based on a structurally organized electric capacitor. It should be noted that:

- the operation of inductive field strength sensors is based not on changing the capacitor's electrical capacitance, but on measuring the electric charges induced by the field on the surface of the capacitor's electrodes, which are proportional to the EF strength;

- virtually all inductive field strength sensors employ the principle of direct conversion, which has larger errors compared to the principle of compensating conversion.

In light of the above, it is advisable to consider the possibility of constructing low-frequency double inductive field strength sensors (LEF) using the principle of compensating conversion. For further discussion, we will assume that the sensor detects an alternating sinusoidal electric field $E_0(t)$. Therefore, for simplicity, from here on in the notation of quantities, we will omit the time dependence of the physical quantities used and introduce it only where this time parameter is necessary.

It is known [14] that a necessary element in compensating conversion devices is a comparison unit, in which two identical quantities are compared, one of which is the input x , and the other the compensation x_k , generated within the measuring circuit via feedback. The result of the comparison will be the quantity $\Delta x = x - x_k$ (Fig. 1).

Fig. 1. Comparison node.

A distinctive feature of an inductive field strength sensor is that its input variable x is the field strength E_0 of the original field or the proportional electric charge q_0 induced on the surface of the sensor's sensitive electrode. Consequently, the feedback loop must generate a signal in the form of either the EF strength E_k or the electric charge q_k . Then, the comparison result must be either $\Delta E = E_0 - E_k$ or $\Delta q = q_0 - q_k$.

Generating a signal in the sensor in the form of the EF strength E_k is quite difficult. Therefore, it is most practical to represent this signal as the electric charge q_k .

As mentioned earlier, inductive field strength sensors are based on a structurally organized electric capacitor, shown in Fig. 2.

Fig. 2. Electrical capacitor of the sensor as a comparison unit.

The idea for creating a comparison unit was inspired by research into the physical processes occurring inside an electric capacitor under the influence of external and internal EFs, using the principle of field superposition. Let's consider these processes using the example of a structurally designed flat electric capacitor with a dielectric.

The capacitor consists of two conducting electrodes, $\mathcal{E}1$ and $\mathcal{E}2$, and a dielectric with a permittivity of ε . The results of the study showed that the capacitor can serve as an ideal comparison unit, since under the influence of an external EF and the field created by the charge q_k , physical processes can be created within it that proceed in mutually opposite directions. For convenience of further discussion, we will denote electrode $\mathcal{E}1$ as the sensing electrode (SE) and electrode $\mathcal{E}2$ as the compensating electrode (CE).

Let's analyze and consider the physical processes occurring in an electric capacitor. We will use the principle of field superposition in our analysis. The results of the analysis are presented in Fig. 3.

Fig. 3. Stages of physical processes occurring in a capacitor.
a — capacitor in an external EF; б — capacitor connected to voltage U_k ; в — total field in the capacitor dielectric

Since the comparison unit assumes the influence of two physical quantities (see Fig. 1), in our case, we must ensure that the capacitor is exposed to two oppositely directed EFs. One of these fields will be the measurable field, with a strength of E_0 , and the other will be the compensating field, with a strength of E_k . Since the vectors of these fields act along the same line, we will henceforth omit the vector sign and write

them as E_0 and E_k , and account for their direction using the "+" or "-" signs. Next, we will break down the effects of the EFs on the electric capacitor into three stages.

In the first step (Fig. 3, a): imagine an electric capacitor placed in an EF with a strength of E_0 . Under the influence of this field, the capacitor's dielectric is polarized. This leads to the bound charges of the dielectric being redistributed and creating their own oppositely directed EF with a strength of E' . Then, the total EF E in the dielectric will be the sum of the external field E_0 and the internal field E' , i.e., $E = E_0 - E_k < E_0$. The total EF E inside the capacitor's dielectric will be codirectional with the external measured field E_0 . However, it will be weakened by a factor of ε , i.e., $E = E_0 / \varepsilon$, where ε is the permittivity of the dielectric. The total field E will create opposite-sign electric charges $\pm q_0$ on the electrodes of the electric capacitor, equal in magnitude to $q_0 = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E = S \cdot E_0$, where S is the surface area of the electrodes of the electric capacitor, $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m is the electric constant.

In the second stage (Fig. 3, б), we will assume that there is no external measurable EF E_0 . To create a compensation field E_k , we impart a certain electric potential φ_k to the CE of the electric capacitor by acting on it with a compensation voltage U_k . This will result in the appearance of opposite-sign compensating electric charges $\pm q_k$ on the electrodes of the electric capacitor, these charges are equal in magnitude to $q_k = C_d \cdot U_k = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E_k$ and are proportional to the compensating field E_k , where C_d is the capacitance of the electric capacitor (sensor).

Thus, when a capacitor is introduced into the EF, two oppositely directed fields with intensities E and E_k will exist in it.

In the third stage (Fig. 3, в), the resulting field in the capacitor will be a superposition of two mutually opposite fields E and E_k . Taking into account the superposition of the fields, a single field will be created in the electric capacitor, the field is equal in absolute value to $\Delta E = E - E_k$. This field will create opposite electric charges $\pm \Delta q$ on the electrodes of the electric capacitor, equal in absolute value to $\Delta q = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot \Delta E = \varepsilon \varepsilon_0 S (E - E_k) = q_0 - q_k$.

As a result, we obtain a natural comparison node, the input physical quantities of which are the electric charges $q_0 = \varepsilon_0 S \cdot E_0$ and $q_k = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot E_k$, and the output is the electric charge $\Delta q = \varepsilon \varepsilon_0 S \cdot \Delta E = \varepsilon \varepsilon_0 S (E - E_k) = q_0 - q_k$.

Thus, the comparison node implements the comparison of two physical quantities q_0 and q_k in the form $\Delta q = q_0 - q_k$.

The next task is to establish a functional relationship between the input value E_0 and the output value of the measuring circuit $U_{\text{ВЫХ}}$.

To generate the output value of the measuring circuit of a compensation-type sensor, it is necessary to construct a transformation chain that establishes this functional relationship based on expression (1). To do this, we will recreate the process of subsequent transformations that the measuring circuit must perform to obtain the required output signal of the measuring circuit. We will draw a general structural diagram of the measuring circuit and present it in Fig. 4.

Fig. 4. Compensation-type measuring circuit.
УС — comparison unit; ПП — forward converter;
ОП — reverse converter

The structural diagram of the measuring circuit includes a comparison unit (CU), a forward converter (FC), and an inverse converter (IC). The FC and IC converters can be represented as chains of converters.

The CU inputs receive the measured EF voltage E_0 and the compensating voltage $U_{\text{к}}$, which are respectively converted by the sensor capacitor into electric charges q_0 and $q_{\text{к}}$.

The comparison unit CU generates a difference signal

$$\Delta q = q_0 - q_{\text{к}}. \quad (1)$$

In expression (1), the electric charge $q_0 = kE_0$ is proportional to the measured EF voltage E_0 , and the electric charge $q_{\text{к}} = C_{\text{д}} \cdot U_{\text{к}}$ is proportional to the compensating voltage $U_{\text{к}}$.

The forward converter FC, located in the direct conversion circuit, converts the difference signal into an output voltage

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ПП}} \cdot \Delta q, \quad (2)$$

where $K_{\text{ПП}}$ is the gain of the FC converter in the direct conversion circuit.

The inverse converter (IC), located in the inverse conversion circuit, converts the voltage $U_{\text{ВЫХ}}$ into a compensating voltage $U_{\text{к}}$

$$U_{\text{к}} = k_{\text{ОП}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}, \quad (3)$$

where $k_{\text{ОП}}$ is the gain of the IC in the inverse conversion circuit.

The voltage $U_{\text{к}}$ is converted into a compensating electric charge through the capacitance $C_{\text{д}}$ of the sensor's electrical capacitor,

$$q_{\text{к}} = C_{\text{д}} \cdot U_{\text{к}} = C_{\text{д}} k_{\text{ОП}} U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ОП}} U_{\text{ВЫХ}}, \quad (4)$$

where $K_{\text{ОП}}$ is the gain of the IC in the inverse conversion circuit, taking into account the sensor's capacitance $C_{\text{д}}$.

The desired equation for the functional relationship between the input and output quantities of the measuring circuit will be sought in the form,

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ПП}} q_0 = K_{\text{ПП}} k \cdot E_0, \quad (5)$$

where $K_{\text{ПП}}$ is the gain of the entire compensating measuring circuit; k is the proportionality coefficient between q_0 and E_0 (this relationship will be established below).

We express $K_{\text{ПП}}$ from expression (5) and substitute expressions (1)–(4) into it. We then obtain the conversion equation for the compensating measuring circuit. The conversion equation establishes a functional relationship between the output voltage $U_{\text{ВЫХ}}$ and the input physical quantity E_0 ,

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_{\text{ПП}}}{1 + K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{ОП}}} \cdot q_0 = \frac{k \cdot K_{\text{ПП}}}{1 + K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{ОП}}} \cdot E_0, \quad (6)$$

$$\text{where } K_{\text{ПП}} = \frac{K_{\text{ПП}}}{1 + K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{ОП}}}.$$

From expression (6), it follows that the output voltage of the measuring circuit is proportional to the EF voltage E_0 and depends on the conversion coefficients of both the forward conversion circuit $K_{\text{ПП}}$ and the reverse conversion circuit $K_{\text{ОП}}$.

If condition (7)

$$K_{\text{ПП}} \cdot K_{\text{ОП}} \gg 1 \quad (7)$$

is met, the measuring circuit conversion equation, defined by expression (6), takes the form

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k}{K_{\text{ОП}}} \cdot E_0 \quad (8)$$

and is virtually independent of the conversion coefficient $K_{\text{ПП}}$ of the forward conversion circuit. In this case, the error of the forward conversion circuit will not be included in the measurement error. However, to achieve high sensitivity, $K_{\text{ОП}}$ should be reduced, and to satisfy condition (7), $K_{\text{ПП}}$ should be increased.

Let's evaluate the errors of the compensating-type measuring circuit. They can be divided into multiplicative and additive errors.

The relative multiplicative error is due to the instabilities of the $K_{\text{ПП}}$ and $K_{\text{ОП}}$ coefficients. It will be defined as the indirect measurement error

$$\delta_{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \delta_{K_{\text{ПП}}} \frac{1}{1 + K_{\text{ПП}} K_{\text{ОП}}} - \delta_{K_{\text{ОП}}} \frac{K_{\text{ПП}} K_{\text{ОП}}}{1 + K_{\text{ПП}} K_{\text{ОП}}}, \quad (9)$$

where $\delta_{K_{\text{in}}}$ is the error of the gain of the FC of the forward conversion circuit; $\delta_{K_{\text{on}}}$ is the error of the gain of the IC of the inverse conversion circuit taking into account the sensor capacitance C_{in} . From expression (9), it follows that when condition (7) is met, the error due to the instability of the forward conversion circuit gain K_{in} decreases by a factor of $(1 + K_{\text{in}} \cdot K_{\text{on}})$. Consequently, less stable and less linear converters can be used in the forward circuit. As for the error due to the instability of the inverse conversion circuit gain K_{on} , it is almost entirely included in the total multiplicative error $\delta_{U_{\text{max}}}$. Consequently, the inverse conversion circuit gain must have high stability and linearity.

It should be noted that fulfillment of condition (7) leads to a decrease in the sensitivity of the measuring circuit and a simplification of expression (9) for the multiplicative error

$$\delta_{U_{\text{max}}} = \frac{1}{K_{\text{in}} K_{\text{on}}} \delta_{K_{\text{in}}} - \delta_{K_{\text{on}}} . \quad (10)$$

From expression (10), it follows that the relative multiplicative error of the measuring circuit consists of the sum of two components. The first component is determined by the error of the forward conversion circuit, reduced by $K_{\text{in}} \cdot K_{\text{on}}$ times, and the second is determined by the error of the inverse conversion circuit, which is fully included in the total error. Therefore, more stringent requirements must be imposed on the error of the converters in the inverse conversion circuit.

The absolute additive error in a compensation-type measuring circuit is determined by the influence of additive noise acting at the outputs of the FC and IC converters. This error, normalized to the input, is independent of the feedback depth and, therefore, cannot be reduced by using a balancing conversion circuit.

$$\Delta q_{\text{bx}} = \left(\frac{\Delta_1}{k_{\text{in}1}} + \frac{\Delta_2}{k_{\text{in}1} k_{\text{in}2}} + \dots + \frac{\Delta_m}{k_{\text{in}1} k_{\text{in}2} \dots k_{\text{in}m}} \right) - [\Delta'_1 \cdot k_{\text{on}2} k_{\text{on}3} \dots k_{\text{on}n} + \Delta'_2 \cdot k_{\text{on}3} k_{\text{on}4} \dots k_{\text{on}n} + \dots + \Delta'_n],$$

where $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_m$ are the additive noise after 1, 2, ..., m FC converters of the forward conversion circuit; $\Delta'_1, \Delta'_2, \dots, \Delta'_n$ — additive interference after 1, 2, ..., n IC converters of the inverse conversion circuit.

It should be noted that the error of the compensation-type measuring circuit is significantly reduced compared to the error of the direct conversion measuring circuit.

DOUBLE SPHERICAL EF STRENGTH SENSOR OF COMPENSATION-TYPE

There are known devices for measuring EF voltage [11–13] that utilize a flat, single-component, electroinductive compensation-type EF voltage sensor. These studies demonstrate that the compensation-type sensor reduces the error introduced by the sensor elements. However, it does not reduce the error due to common-mode interference and pickup. Only a double sensor [15, 16] can eliminate these error components. As demonstrated by the studies conducted in [15, 16] and the requirements developed therein for EF strength sensors, the sensor must be double and spherical, with the ability to differentially connect it to the measuring circuit. We will use the results of this brief theory as the basis for constructing a double, single-component, spherical compensating-type EF strength sensor. The proposed sensor is schematically shown in Fig. 5. Sensor 1 is based on a conductive spherical base 2 of radius r with two diametrically opposed circular cutouts and two structurally organized electrical capacitors located in these cutouts. The first capacitor has conducting electrodes 3 and 5, and the second has electrodes 4 and 6.

Fig. 5. Double single-component spherical EF strength sensor of compensation type.

The capacitor electrodes are shaped like spherical segments with an angular dimension of θ_0 and a radius of $r \pm d/2$. They are arranged so that their shape complements the spherical base to form a sphere, where d is the distance between the capacitor plates. Between the capacitor electrodes is a dielectric with a permittivity ε . Leading from the capacitor electrodes are contacts with numbers that match those of the corresponding capacitor electrodes. Capacitor electrodes 3 and 4, which sense the field, are called sensing electrodes (SE), and electrodes 5 and 6, which participate in creating the compensation field, are called compensating electrodes (CE).

Thus, a double sensor is formed with two diametrically opposed single sensors, the operating principle of which is explained in the brief theory. For proper operation of the sensor, the sensor must be included in the measuring circuit.

MEASURING CIRCUIT OF A DOUBLE COMPENSATION-TYPE SENSOR

Structural diagram

A double field strength sensor consists of two single sensors, which utilize the measuring circuit shown in Fig. 4. Thus, a double sensor has two conversion

channels, each of which must have identical measuring circuits, the outputs of which are combined by a differential converter into a single sensor output signal.

One possible structural diagram of a double sensor measuring circuit is shown in Fig. 6. The structural diagram of the double field strength sensor measuring circuit includes two conversion channels and a two-input differential adder combining them. Each conversion channel has forward and reverse conversion circuits. The forward conversion circuits of the channels consist of forward converters ПП 1, including converters ПП 1.1 and ПП 1.2, and ПП 2, including converters ПП 2.1 and ПП 2.2. The inverse conversion circuits of each channel consist of inverse converters ОП 1, including converters ОП 1.1 and ОП 1.2, and ОП 2, including converters ОП 2.1 and ОП 2.2. The conversion equation for each conversion channel, as shown previously, is determined by expression (6).

Fig. 6. Structural diagram of the measuring circuit of a double EF voltage sensor.

Let's consider the composition of the blocks that form the structural diagram of the measuring circuit of the first conversion channel. When selecting blocks and creating the structural diagram, the requirements outlined above in the brief theory should be taken into account, namely:

- the conversion coefficient of the forward conversion circuit must be significantly higher than that of the inverse conversion circuit;
- the linearity and stability requirements for the inverse conversion circuit blocks must be more stringent than for the direct conversion circuit;
- the input $i_1(t)$ and output $U_{\kappa 1}(t)$ signals of the first channel must be negative, while those of the second channel must be positive, i.e., the signals must be opposite in phase.

Structural blocks

Functional requirements

These requirements can be met by using three basic structural blocks in each conversion channel: two in the forward conversion circuit, two in the reverse conversion circuit, and one, the fourth type, block that combines the signals from the two conversion channels.

Let us consider the basic blocks of the measuring circuit separately and determine their conversion factors necessary for analyzing expression (6). The structural blocks of the measuring circuit of a compensation-type sensor are shown in Fig. 7.

Fig. 7. Structural blocks of the measuring circuit of a compensation-type sensor.

OY — op-amp (OA), a — charge amplifier (Y3), б — non-inverting amplifier, в — inverting amplifier, r — adder with inverting and non-inverting inputs

Before analyzing the basic blocks of the sensor's measuring circuit, we note that, according to the above brief theory, the output expressions of the conversion channels are determined by expression (6)

$$\begin{aligned} U_{\text{BHX}1,2}(t) &= \mp \frac{k_{\text{nn}1,2}}{1 + k_{\text{nn}1,2} \cdot k_{\text{on}1,2}} \cdot q_{01,2}(t) = \\ &= \mp \frac{kk_{\text{nn}1,2}}{1 + k_{\text{nn}1,2} \cdot k_{\text{on}1,2}} E_0(t), \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{where } k = 3\pi\epsilon_0 r^2 \sin^2 \frac{\theta_0}{2} \quad (12)$$

is the proportionality coefficient between $E_0(t)$ and $q_0(t)$, depending on the shape and size of the gauge's sensitive element [15, 16]; $q_{01,2}(t)$ are the electric charges induced on diametrically opposite gauge's SEs.

The induced electric charges vary according to a harmonic law and are defined as

$$q_{01,2}(t) = \mp \iint_{dS} \sigma_{1,2}(t) \cdot dS_{1,2}, \quad (13)$$

where "±" indicates the phase opposition of the signals, $\sigma_{1,2}(t)$ is the surface density of the induced electric charges on the SE surfaces, and $dS_{1,2}$ is the spherical surface element of the gauge's SE.

The comparison unit generates a difference signal according to expression (1), which we write taking into account the time dependence

$$\begin{aligned} \Delta q_{1,2}(t) &= \mp [q_{01,2}(t) - q_{\kappa 1,2}(t)] = \\ &= \mp \frac{1}{1 + k_{\text{nn}1,2} \cdot k_{\text{on}1,2}} \cdot q_{01,2}(t). \end{aligned} \quad (14)$$

Structural blocks for the implementation of ПП 1.1 and ПП 2.1

The first main blocks are the forward converters ПП 1.1 and ПП 2.1. With regard to the EF strength sensor, charge amplifiers CA (OY) [17–21] (see Fig. 7, a) should be used as the first blocks of ПП 1.1 and ПП 2.1. These are used, for example, to remove the electric charge from a hydrophone [18] or a piezoelectric sensor [20].

According to its operating principle, the CA is a current integrator [21], integrating the input electric

current

$$i_{1,2}(t) = \pm \frac{d[\pm \Delta q_{1,2}(t)]}{dt} \quad (15)$$

and converting it into a voltage proportional to the electric charge

$$\begin{cases} U_1(t) = -\frac{1}{C_1} \int [i_1(t)] dt = -\frac{1}{C_1} \cdot \Delta q_1(t) = \\ = k_{nn1.1} \cdot \Delta q_1(t), \\ U_2(t) = +\frac{1}{C'_1} \int [i_2(t)] dt = +\frac{1}{C'_1} \cdot \Delta q_2(t) = \\ = k_{nn2.1} \cdot \Delta q_2(t), \end{cases} \quad (16)$$

$$\text{where } k_{nn1.1} = \frac{U_1(t)}{\Delta q_1(t)} = \frac{1}{C_1}, \quad k_{nn2.1} = \frac{U_2(t)}{\Delta q_2(t)} = \frac{1}{C'_1} \quad (17)$$

are the CA conversion coefficients in the first and second channels of converters ПП 1.1 and ПП 2.1, determined by the CA parameters; C_1, C'_1 are the integrating capacitances (see Fig. 7, a). Note that all designations in expressions (16)–(18) and in subsequent expressions correspond to the designations in Fig. 7. The T-shaped circuit R_3 - C_2 - R_4 in the CA ensures the op-amp operates in DC mode. Correctly selected elements of the T-shaped circuit will not have a significant impact on the operation of the ultrasound system, and this impact is reduced by the inverse transformation circuit.

Analysis of expression (15) shows that to increase the conversion gains $k_{nn1.1}$ and $k_{nn2.1}$ of the forward conversion circuits ПП 1.1 and ПП 2.1, it is necessary to reduce the integrating capacitances C_1, C'_1 . However, this is not always acceptable.

Structural blocks for implementing FC ПП 1.2 and ПП 2.2

To increase the conversion gain of the direct-conversion circuits, a second block (see Fig. 6) is used; this block can be a non-inverting amplifier based on an op amp (Fig. 7, б). Then, using the second block, the output voltages $U_{\text{БЫХ}1,2}(t)$ of the direct conversion circuits ПП 1.2 and ПП 2.2 will take the form [21]

$$\begin{cases} U_{\text{БЫХ}1}(t) = -k_{nn1.2} \cdot U_1(t) = \\ = -k_{nn1.1} \cdot k_{nn1.2} \cdot \Delta q_1(t) = -K_{nn1} \cdot \Delta q_1(t), \\ U_{\text{БЫХ}2}(t) = +k_{nn2.2} \cdot U_2(t) = \\ = +k'_{nn2.1} \cdot k''_{nn2.2} \cdot \Delta q_2(t) = +K_{nn2} \cdot \Delta q_2(t), \end{cases} \quad (18)$$

$$\text{where } \begin{cases} k_{nn1.2} = 1 + R_6 / R_5, \\ k_{nn2.2} = 1 + R'_6 / R'_5 \end{cases} \quad (19)$$

are the conversion coefficients of the non-inverting amplifiers in the first and second channels of the converters ПП 1 and ПП 2.2 (see Fig. 7, б);

$$\begin{cases} K_{nn1} = k_{nn1.1} \cdot k_{nn1.2} = \frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right), \\ K_{nn2} = k_{nn2.1} \cdot k_{nn2.2} = \frac{1}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5} \right) \end{cases} \quad (20)$$

are the conversion coefficients of the direct conversion circuits ПП 1 and ПП 2. Electrical components with a prime, included in the conversion coefficients and equations, here and below refer to the second conversion channel of the measuring circuit.

Structural blocks for the implementing IC ОП 1 and ОП 2

The third main structural block is the inverse converter IC, consisting of converters ОП 1.1 and ОП 2.1. An inverting amplifier should be used as converters IC 1.1 and IC 2.1 (see Fig. 7, в). Taking into account the inverting amplifier, the output compensating voltages $U_{\kappa 1}(t)$ and $U_{\kappa 2}(t)$ of the inverse conversion circuits of ОП 1.1 and ОП 2.1 will take the form [21]

$$\begin{cases} U_{\kappa 1}(t) = +k_{on1.1} U_{\text{БЫХ}1}(t), \\ U_{\kappa 2}(t) = -k_{on2.1} U_{\text{БЫХ}2}(t), \end{cases} \quad (21)$$

$$\text{where } \begin{cases} k_{on1.1} = R_9 / R_7, \\ k_{on2.1} = R'_9 / R'_7 \end{cases} \quad (22)$$

are the conversion coefficients of the inverting amplifiers in the first and second channels of converters ОП 1.1 and ОП 2.1 (see Fig. 6). The conversion coefficients of the inverting amplifiers are adjustable by adjusting resistors R_9 and R'_9 (see Fig. 7, в). This adjustment is necessary to ensure the equality of the output voltages $U_{\text{БЫХ}1}(t) = U_{\text{БЫХ}2}(t)$ when the sensor is in a homogeneous EF. For stable operation of the third block, it is also necessary to take into account that $R_8 = R_7 \parallel R_9$.

Next, the compensation voltage $U_{\kappa 1}(t)$ and $U_{\kappa 2}(t)$ are converted by the electrical capacitance of the sensor (see Fig. 3) into a compensating electrical charge.

$$\begin{cases} q_{\kappa 1}(t) = +C_{\kappa 1} \cdot U_{\kappa 1}(t) = +k_{on1.1} k_{on1.2} \cdot U_{\text{БЫХ}1}(t) = \\ = K_{on1} \cdot U_{\text{БЫХ}1}(t), \\ q_{\kappa 2}(t) = -C_{\kappa 2} \cdot U_{\kappa 2}(t) = -k_{on2.1} k_{on2.2} \cdot U_{\text{БЫХ}2}(t) = \\ = K_{on2} \cdot U_{\text{БЫХ}2}(t), \end{cases} \quad (23)$$

$$\text{where } \begin{cases} k_{on1.2} = C_{\kappa 1}, \\ k_{on2.2} = C'_{\kappa 2} \end{cases} \quad (24)$$

are the conversion coefficients of the inverse conversion circuits ОП 1.2 and ОП 2.2 and

$$\begin{cases} K_{\text{on1}} = k_{\text{on1.1}} \cdot k_{\text{on1.2}} = C_{\text{д1}} \cdot \frac{R_9}{R_7}, \\ K_{\text{on2}} = k'_{\text{on1.1}} \cdot k'_{\text{on1.2}} = C'_{\text{д2}} \cdot \frac{R'_9}{R'_7} \end{cases} \quad (25)$$

are the conversion coefficients of the inverse conversion circuits ОП 1 and ОП 2.

$$\begin{cases} U_{\text{БЫХ1}}(t) = -\frac{k \cdot K_{\text{nn1}}}{1 + K_{\text{nn1}} \cdot K_{\text{on1}}} \cdot E_0(t) = -\frac{3\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)}{1 + \frac{C_{\text{д1}}}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_9}{R_7}} \cdot E_0(t), \\ U_{\text{БЫХ2}}(t) = +\frac{k \cdot K_{\text{nn2}}}{1 + K_{\text{nn2}} \cdot K_{\text{on2}}} \cdot E_0(t) = +\frac{3\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta'_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5}\right)}{1 + \frac{C_{\text{д2}}}{C'_1} \left(1 + \frac{R'_6}{R'_5}\right) \cdot \frac{R'_9}{R'_7}} \cdot E_0(t). \end{cases} \quad (26)$$

Structural block for output signal generation (adder)

The fourth structural block (see Fig. 7, r) is used to generate a single output signal from the sensor. This block is an op-amp adder with two inputs, one of which is inverting. The adder's gains for the inverting $k_{\text{и}}$ and non-inverting $k_{\text{н}}$ inputs are determined as [21]

$$k_{\text{и}} = -\frac{R_{12}}{R_{10}} \quad \text{and} \quad k_{\text{н}} = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{13}} \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{10}}\right). \quad (27)$$

From expressions (27), it follows that the gains $k_{\text{и}} \neq k_{\text{н}}$ are not equal in absolute value. To ensure their equality, the conditions $R_{11} = R_{12}$, and $R_{13} = R_{10}$. must be met. Then $k_{\text{и}} = |k_{\text{и}}| = R_{11} / R_{13} = R_{12} / R_{10}$. Taking into account certain transfer coefficients at the adder inputs, we determine its output voltage:

$$\begin{aligned} U_{\text{БЫХ}}(t) &= k_{\text{и}} U_{\text{БЫХ2}}(t) - k_{\text{и}} [-U_{\text{БЫХ1}}(t)] = \\ &= k_{\text{и}} U_{\text{БЫХ1}}(t) + k_{\text{и}} U_{\text{БЫХ2}}(t). \end{aligned} \quad (28)$$

Considering that $k_{\text{и}} = k_{\text{н}}$ and in a uniform field $U_{\text{БЫХ1}}(t) = U_{\text{БЫХ2}}(t)$, expression (28) with the substitution of expressions (26) can be reduced to

Taking into account the coefficients (12), (20), and (25), the output voltages of the two conversion channels of the double compensation-type sensor will be equal to

$$\begin{aligned} U_{\text{БЫХ}}(t) &= 2 \cdot k_{\text{и}} U_{\text{БЫХ1}}(t) = \\ &= 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{\frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_{12}}{R_{10}}}{1 + \frac{C_{\text{д1}}}{C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_9}{R_7}} \cdot E_0(t). \end{aligned} \quad (29)$$

If the following requirements ($R_6 \gg R_5$, $R_7 \geq R_6$, $R_9 \geq n \cdot R_5$, $n \geq 10$) are imposed on the measuring circuit elements involved in transformation equation (29);, then condition (7) is satisfied; then expression (29) is simplified

$$U_{\text{БЫХ}}(t) = 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{R_7 \cdot R_{12}}{C_{\text{д}} \cdot R_9 \cdot R_{10}} \cdot E_0(t). \quad (30)$$

Transformation equation (30) includes the sensor capacitance $C_{\text{д}}$. Let us derive equations for calculating this capacitance. To do this, we compare the expressions for the capacitance of a flat capacitor $C_{\text{пл}} = \epsilon\epsilon_0 S / d$ and a spherical capacitor $C_{\text{сф}} = 4\pi\epsilon\epsilon_0 r_1 r_2 / (r_2 - r_1)$, where r_1 and r_2 are the radii of the inner and outer spheres. The comparison shows that in the expression for the capacitance $C_{\text{сф}} 4\pi r_1 r_2 = S$ is the electrode area, and $(r_2 - r_1) = d$ is the distance between the spheres. If the conditions $d \ll r_1$ and $d \ll r_2$ are met, we can assume that $r_1 \approx r_2 = r$, then the surface area of the electrodes of a spherical capacitor will be determined by the classical formula $S = 4\pi r^2$. If we consider that the surface area of a ca-

capacitor electrode in the shape of a spherical segment is determined by the expression $S = 4\pi r^2 \cdot \sin^2(\theta_0 / 2)$, and substitute the angular dimension $\theta_0 = 180^\circ$, then the expression for the surface area of a spherical segment becomes the original expression for the surface area of a sphere. Summarizing the above, we obtain an expression for the capacitance of the capacitor of the sensor in question

$$C_d = \frac{4\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2(\theta_0 / 2)}{d}, \quad (31)$$

where r is the radius of the spherical segments for $d \ll r$.

Taking into account the expression for C_d , the transformation equation (30) is significantly simplified and takes the form

$$U_{\text{BHX}}(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_7 R_{12}}{R_9 R_{10}} \cdot d \cdot E_0(t). \quad (32)$$

From expression (32), it is clear that the transformation equation does not include elements determined by the sensor's structural dimensions or the permittivity of the interelectrode medium of the sensor's capacitance. Consequently, they will not contribute additional components to the sensor's instrumental error.

Let us compare the transformation equations for sensors with a compensating measuring circuit (30) and a sensor with a direct-conversion measuring circuit

$$U_{\text{BHX}}(t) = 6\pi\epsilon\epsilon_0 r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{(R_5 + R_6) \cdot R_{12}}{C_1 \cdot R_5 \cdot R_{10}} \cdot E_0(t). \quad (33)$$

The comparison shows that in this case the transformation equation includes a larger number of elements that contribute to the sensor's instrumental error, primarily the sensor's structural dimensions R , θ_0 and the permittivity ϵ of the interelectrode medium of the sensor's capacitance.

Thus, the transformation equations (30) and (32) for the measuring circuit of a double compensating EF strength sensor have been obtained, relating the sensor's output voltage to the measured EF strength. From transformation equations (30) and (32), the components of the main and additional errors of the sensor can be determined.

ERRORS OF A COMPENSATION-TYPE SENSOR AND ITS MEASURING CIRCUIT

The errors of the sensor and measuring circuit can be divided into main and additional.

The main errors will be determined by the manufacturing inaccuracy of the sensor's structural elements and the errors of the measuring circuit elements

included in the transformation equation. The total main error is determined under normal conditions [22]. For an EF strength sensor, normal conditions must also include the condition of field homogeneity. In a uniform field, the equality $U_{\text{BHX1}} = U_{\text{BHX2}}$ must be satisfied, for which expression (29) is adequate.

Additional errors are caused by deviations in the sensor's operating conditions from normal ones. Among the additional errors applicable only to EF strength sensors, we highlight the error caused by EF non-uniformity [15].

The main errors are the sum of the errors of the sensor and the measuring circuit. Analysis of the general transformation equation (32) shows that the main error of the sensor will be determined by design errors caused by manufacturing inaccuracies in the radius r and angular size θ_0 of the gauge's SE, as well as the deviation ϵ of the permittivity from the nominal value. However, when condition (7) is satisfied, transformation equation (29) is simplified and reduced to equation (32), from which the sensor's design elements r and θ_0 , as well as ϵ , are excluded.

The main error of the compensation-type measuring circuit can be determined from transformation equation (32). From it, one can identify the *multiplicative* and *additive components* of the error.

The *multiplicative error* of the conversion channel, when condition (7) is met and, according to expression (10), is determined by the relative error of only the IC inverse conversion circuit and depending on the circuit elements $R_7(R'_7)$ and $R_9(R'_9)$. The total multiplicative error of the sensor's measuring circuit, according to (32), will also include the relative error of the adder (see Fig. 7, r), which is determined by the adder elements $R_{10}(R'_{10})$, $R_{12}(R'_{12})$, and the relative error of the interelectrode distance d .

Let us define the total relative multiplicative error of the sensor's measuring circuit as the indirect measurement error

$$\delta_{\text{mul}} = \sqrt{\delta_{R7}^2 + \delta_{R9}^2 + \delta_{R10}^2 + \delta_{R12}^2 + \delta_d^2}, \quad (34)$$

where δ_{R7} , δ_{R9} , δ_{R10} , and δ_{R12} are the relative error, or process spread of the corresponding resistors; δ_d is the error of the interelectrode distance.

The *absolute additive error* of the compensation-type measuring circuit is determined by the influence of internal additive noise at the outputs of the FC and IC converters. Additive noise Δ acting at the converter outputs is shown as arrows in Fig. 6. Let us reduce these errors to the input of the measuring circuit via two conversion channels.

$$\begin{cases} \Delta q_{\text{BX1}} = \left(\frac{\Delta_1}{k_{\text{nn1}}} + \frac{\Delta_2}{k_{\text{nn1}}' k_{\text{nn2}}} \right) - [\Delta_3 \cdot k_{\text{on1.1}} k_{\text{on1.2}} + \Delta_4]; \\ \Delta q_{\text{BX2}} = \left(\frac{\Delta_1'}{k_{\text{nn1}}'} + \frac{\Delta_2'}{k_{\text{nn1}}' k_{\text{nn2}}'} \right) - [\Delta_3' \cdot k_{\text{on1.1}}' k_{\text{on1.2}}' + \Delta_4'], \end{cases} \quad (35)$$

where $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_1', \Delta_2'$ are the additive noise downstream of converters $\Pi\Pi_{1.1}, \Pi\Pi_{1.2}$ and $\Pi\Pi_{2.1}, \Pi\Pi_{2.2}$ of the first and second channels of the forward conversion circuit; $\Delta_3, \Delta_4, \Delta_3', \Delta_4'$ are the additive noise after $\text{O}\Pi_{1.1}, \text{O}\Pi_{1.2}$ and $\text{O}\Pi_{2.1}, \text{O}\Pi_{2.2}$ of the first and second channels of the inverse transformation circuit.

These errors, normalized to the input, are independent of the feedback depth and, therefore, cannot be reduced by using a compensation circuit.

The additional error caused by the non-uniformity of the EF is determined by the angular size θ_0 of the SE, which is made in the form of a spherical segment. It should be noted that in a non-uniform field, the condition of equality $U_{\text{BXX1}}(t) = U_{\text{BXX2}}(t)$ in expression (28) is not satisfied. Under conditions of non-EF uniformity, $U'_{\text{BXX1}}(t) = U_{\text{BXX1}}(t) \cdot (1 + \delta_1)$, and $U'_{\text{BXX2}}(t) = U_{\text{BXX2}}(t) \cdot (1 + \delta_2)$. This leads to an error in the output voltage of the sensor's measuring circuit

$$U'_{\text{BXX}}(t) = U_{\text{BXX}}(t) \cdot \left(1 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \right) = U_{\text{BXX}}(t) \cdot (1 + \delta),$$

where δ_1 and δ_2 are the errors introduced by the field non-uniformity into the first and second single sensors included in the double sensor; these errors are opposite in sign; δ is the error due to the field non-uniformity of the double sensor. These errors can be optimized by changing the angular size of the spherical elements of the gauge's SE.

In [15], it was shown that the optimal angular size of the SE in terms of minimum error and maximum spatial measurement range is an angular size of $\theta_0 = 60^\circ$. With this SE angular size, the error δ due to EF inhomogeneity will not exceed $\pm 5\%$ over the entire spatial measurement range.

The error analysis results show that the use of a compensating measuring circuit in the studied sensor leads to a significant reduction in error compared to the error introduced by a direct-conversion measuring circuit.

Thus, the use of the compensation method improves measurement accuracy. Further research should be aimed at creating a three-component compensating EF strength sensor.

CONCLUSIONS

The conducted research on the creation of a compensating EF strength sensor allows us to draw the following conclusions.

1. The idea of creating a double, single-component, spherical compensating EF strength sensor is proposed.

2. Theoretical principles have been developed that make it possible to:

- examine the physical processes occurring within the sensor's field-sensing capacitor under the influence of external and internal EFs, based on the principle of field superposition;

- construct a structural diagram of the measuring circuit of a compensation-type EF strength sensor;

- analyze the main errors of compensation-type measuring circuits and select multiplicative and additive errors from them.

3. A comparison unit for a compensation sensor is proposed, using an EF-sensing capacitor as the basis for its design.

4. A design solution for a single-component, double-spherical, electroinductive compensation-type EF strength sensor is proposed.

5. A structural diagram of the measuring circuit for the proposed sensor design is compiled;

6. Equations for converting a double compensation EF strength sensor, taking into account its measuring circuit, are obtained, linking the measured field strength $E_0(t)$ with the output voltage $U_{\text{BXX}}(t)$ of the measuring circuit.

7. A theoretical analysis of the error components of a single-component, double-spherical, compensating-type field strength sensor was conducted.

8. As a result of the research, an analytical expression for the capacitance of a capacitor with electrodes in the form of spherical segments was obtained for the first time: $C_d = 4\pi \cdot \epsilon \epsilon_0 \cdot r^2 \cdot \sin^2(\theta_0/2) / d$.

9. It was shown that the compensating-type sensor's measuring circuit not only reduces the multiplicative error but also virtually eliminates errors caused by inaccuracies in the geometric dimensions of the sensor's structural part.

In conclusion, new knowledge has been gained regarding the development of double-spherical, compensating-type EF strength sensors.