

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ЁМКОСТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГЕОМАТЕРИАЛОВ И БЕТОННЫХ КОМПОЗИТОВ

Верзунов С. Н.

Институт машиноведения, автоматики и геомеханики НАН КР

В статье рассматриваются методические и схемотехнические основы построения лабораторного стенда, предназначенного для реализации экспериментальной методики измерения комплексной диэлектрической проницаемости геоматериалов и бетонных композитов в диапазоне частот 100 Гц–10 кГц. Предлагается дифференциальный подход к измерению по схеме «измерительный–опорный», в котором информативный сигнал выделяется как сигнал разбаланса с последующим синхронным квадратурным детектированием и цифровой балансировкой опорного канала. В работе исследованы два варианта ёмкостных датчиков, ориентированных на образцы различной геометрии: планарный гребенчатый датчик для дискообразных образцов и полуцилиндрический датчик для цилиндрических кернов. Для планарного датчика обоснована технологически воспроизводимая геометрия, обеспечивающая упрощение изготовления и согласование параметров чувствительного элемента с характеристиками аналогово-цифрового тракта. Показано, что в низкочастотной области на результат измерения существенно влияют воздушные зазоры на границе «датчик–образец», паразитные ёмкости относительно земли, поверхностные токи утечки, а также амплитудно-фазовое рассогласование каналов. Приведены инженерные оценки ёмкости датчика, реактивного сопротивления и уровней измерительных сигналов, используемые при выборе коэффициентов усиления, диапазона АЦП и параметров цифровой обработки. Полученные результаты могут служить основой для дальнейшей экспериментальной верификации, численного моделирования электрического поля и разработки специализированных измерительных модулей для систем интеллектуального геотехнического мониторинга.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость; тангенс угла диэлектрических потерь; адмиттанс; ёмкостный датчик; планарный гребенчатый датчик; полуцилиндрический датчик; синхронное квадратурное детектирование; геоматериалы; бетонные композиты.

Введение

В ранее выполненной работе [1] была предложена архитектурно-алгоритмическая концепция edge-IoT платформы геотехнического мониторинга, ориентированной на непрерывный сбор данных, защищённую передачу телеметрии, серверную обработку временных рядов и интеллектуальное выявление аномалий. Одним из перспективных направлений развития такой платформы является включение специализированных измерительных каналов, позволяющих получать не только вибрационные и климатические параметры, но и характеристики материалов, отражающие их физико-механическое состояние. В настоящей работе рассматривается метод, предназначенный для измерения комплексной диэлектрической проницаемости геоматериалов и ориентированный на последующую интеграцию в более широкую систему интеллектуального геотехнического мониторинга.

Измерение диэлектрических свойств геоматериалов и бетонных композитов в диапазоне 100 Гц–10 кГц целесообразно рассматривать как задачу определения комплексной диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega)$$

либо эквивалентных параметров комплексного адмиттанса исследуемого объекта. В низкочастотной области существенное влияние на результат оказывают проводимость поровой жидкости, межфазная поляризация, поверхностные токи утечки и воздушные зазоры между датчиком и образцом. Поэтому измерение только эквивалентной ёмкости без раздельного учёта активной и реактивной составляющих приводит к систематическим ошибкам при интерпретации ε и $\tan\delta$ [2, 3].

С практической точки зрения для геоматериалов особенно важна воспроизводимость контактных условий. Даже малый воздушный зазор на границе «датчик–образец» приводит к

появлению дополнительной последовательной ёмкости и к смещению вычисленного значения диэлектрической проницаемости; влияние этого фактора резко возрастает с ростом ϵ материала [4]. В этой связи в работе используется дифференциальный подход с двумя датчиками, цифровой балансировкой опорного канала и синхронным выделением информативной составляющей на частоте возбуждения.

Для лабораторного стенда, реализующего предложенный метод, выбраны две геометрии датчиков: планарный гребенчатый датчик для образцов типа диск ($\text{Ø}63 \times 15$ мм) и полуцилиндрический датчик для цилиндрических кернов ($\text{Ø}40 \times 75$ мм). Такое сочетание позволяет сопоставить две различные конфигурации электрического поля, глубину зондирования и чувствительность к контактным условиям, а также оценить применимость каждого варианта для дальнейшего использования в составе измерительного модуля геотехнического мониторинга.

Исследования диэлектрических свойств горных пород показывают, что в низкочастотной и промежуточной частотной области измеряемые параметры существенно зависят не только от минерального состава, но и от пористости, влажности, характера насыщения и состояния межфазных границ [12, 13]. Для цементных и бетонных композитов диэлектрические характеристики также оказываются чувствительными к составу, структуре и наличию проводящих включений, что подтверждает перспективность использования диэлектрических методов в задачах контроля свойств строительных материалов [14]. В этой связи разработка специализированной лабораторной методики, ориентированной на геоматериалы и бетонные композиты, представляет самостоятельный практический и методический интерес.

С точки зрения построения чувствительных элементов в литературе подробно исследованы как планарные межпальцевые структуры, для которых разработаны аналитические и численные модели распределения электрического поля в многослойной среде [9], так и полуцилиндрические ёмкостные датчики, ориентированные на цилиндрические образцы и дифференциальные схемы измерения [10, 11]. Однако опубликованные решения, как правило, рассматривают отдельные геометрии датчиков и не ставят задачу их согласованного использования в рамках единого лабораторного стенда для образцов различной формы. Кроме того, применительно к геоматериалам и бетонным композитам существенное значение приобретают вопросы подавления паразитных влияний, согласования параметров датчика и измерительного тракта, а также выбора режимов возбуждения и цифровой обработки [5–8].

В аппаратной части предлагаемого стенда использованы инструментальный усилитель AD8253, цифро-аналоговый преобразователь DAC8830 и аналого-цифровой преобразователь ADS8681 [15–17]. Выбор этой элементной базы обусловлен возможностью реализации дифференциального высокоомного входного каскада, синхронного возбуждения датчиков и последующего цифрового квадратурного детектирования сигнала разбаланса. Тем самым работа опирается не только на известные подходы к измерению комплексного адмиттанса, но и на согласование геометрии датчиков, аналогового тракта и цифровой обработки в рамках единой измерительной методики.

В настоящей работе лабораторный стенд рассматривается как техническая основа реализации предлагаемой методики измерения. Под лабораторным стендом далее понимается совокупность датчиков, аналогового тракта, средств возбуждения, оцифровки и цифровой обработки сигналов, тогда как под методикой понимается порядок проведения измерений, калибровки, балансировки каналов и вычисления искомым диэлектрических параметров. Таким образом, стенд и методика описываются как взаимосвязанные элементы единой измерительной системы.

Научная новизна работы заключается в развитии дифференциального ёмкостного подхода к измерению комплексных диэлектрических характеристик геоматериалов и бетонных композитов за счёт согласованного использования двух геометрий чувствительных элементов – планарного гребенчатого датчика для дискообразных образцов и

полуцилиндрического датчика для цилиндрических кернов – в рамках единой лабораторной методики. Предложена измерительная модель, связывающая комплексную амплитуду напряжения разбаланса на выходе дифференциального тракта с эквивалентной разностью адмиттансов измерительной и опорной ячеек через комплексный коэффициент преобразования $K_u(\omega)$. Для данной архитектуры разработана процедура амплитудно-фазовой балансировки опорного канала по критерию минимума $|U\Delta|$, позволяющая учитывать рассогласование каналов и формализовать переход от измеряемого сигнала к параметрам $C(\omega)$, $G(\omega)$, $\tan\delta(\omega)$ и эффективной комплексной диэлектрической проницаемости.

Постановка задачи измерения

Требуется разработать методику и лабораторный стенд, позволяющие измерять частотные зависимости $\varepsilon'(\omega)$, $\varepsilon''(\omega)$ и $\tan\delta(\omega)$, либо эквивалентные параметры $C(\omega)$ и $G(\omega)$, для образцов геоматериалов и бетонных композитов в диапазоне 100 Гц–10 кГц при ожидаемых значениях относительной диэлектрической проницаемости порядка $\varepsilon \approx 3\text{--}15$ и существенно варьирующих потерях. При этом методика должна обеспечивать сопоставимость результатов между сериями испытаний, а также между двумя различными геометриями датчиков.

Особое значение для поставленной задачи имеет механическая организация измерения. Для планарных датчиков с краевым электрическим полем измеряемая эффективная ёмкость определяется не только свойствами материала, но и долей электрического поля, проходящего через образец, а также величиной микрозазора между датчиком и образцом. Поэтому в состав стенда должны входить средства воспроизводимого позиционирования образца, стабилизации усилия прижима и контроля температуры и влажности в зоне измерения.

Минимальные дополнительные требования к стенду включают измерение температуры в зоне датчика и по возможности температуры самого образца, измерение относительной влажности воздуха рядом с измерительной ячейкой, а также регламент подготовки образца, включающий сушку, выдержку, герметизацию и фиксированное время до начала измерения. Такие требования соответствуют общим подходам к определению ε и $\tan\delta$ в лабораторных условиях [2, 4].

Теоретические основы измерения

Для рассматриваемых частот и геометрических размеров датчиков применима квазистатическая постановка. Удобной формой представления измеряемой величины является комплексный адмиттанс

$$Y(\omega) = G(\omega) + j\omega C(\omega),$$

где C — эффективная ёмкость измерительной ячейки, а G — эквивалентная проводимость, описывающая потери, ионную проводимость и токи утечки. В рамках параллельной модели тангенс угла диэлектрических потерь определяется выражением

$$\tan\delta = \frac{G}{\omega C}.$$

Такое представление согласуется с общепринятыми методами определения диэлектрической проницаемости и потерь в низкочастотной области [2, 3].

Даже при умеренных значениях ε для влажных цементных и горных материалов активная составляющая адмиттанса может быть существенной. По этой причине корректная методика должна обеспечивать отдельную оценку реактивной и активной составляющих сигнала. Любая фазовая ошибка в тракте, а также увеличение токов утечки при отсутствии отдельного учёта G приводят к ложной интерпретации изменения ε как следствия изменения ёмкости.

Дополнительным критическим фактором являются паразитные ёмкости относительно земли и поверхностные утечки. В измерительной практике для уменьшения влияния этих факторов широко используют охранные электроды и трёхзажимную схему «высокий потенциал – низкий потенциал – охранный электрод», а также активное экранирование для удалённых или высокоомных входных соединений [5–8]. Именно поэтому при проектировании датчиков и входного тракта необходимо предусматривать охранные элементы, зону без металлизации и минимизацию длины высокоомных соединений.

Архитектура измерительного тракта

В работе принята дифференциальная архитектура типа «измерительный–опорный». Измерительный датчик $Y_s(\omega)$ взаимодействует с исследуемым образцом, а опорный датчик $Y_r(\omega)$ находится в неизменных и воспроизводимых условиях измерения (рис 1.).

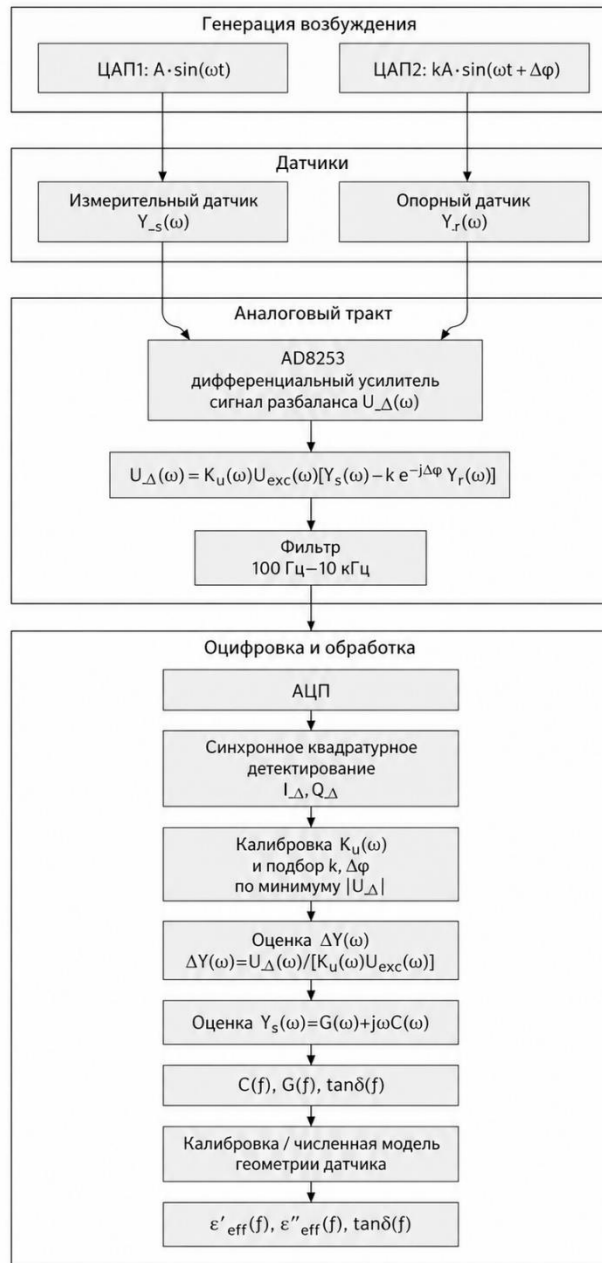


Рисунок 1 – Структурная схема измерительного тракта и цифровой обработки сигналов

Вводится цифровая балансировка опорного канала по амплитуде и фазе, что позволяет перейти к измерению комплексной разности

$$\Delta Y(\omega) = Y_s(\omega) - k e^{-j\Delta\varphi} Y_r(\omega),$$

где k — коэффициент амплитудной балансировки, а $\Delta\varphi$ — корректирующий фазовый сдвиг. В идеальном случае при совпадении условий в измерительном и опорном каналах величина $\Delta Y(\omega)$ должна стремиться к нулю. На практике ненулевой сигнал разбаланса обусловлен амплитудным и фазовым рассогласованием каналов, паразитными связями, особенностями аналогового тракта и разбросом параметров элементов.

Следует подчеркнуть, что величина $\Delta Y(\omega)$ не измеряется непосредственно входным усилителем. На выходе дифференциального тракта наблюдается комплексная амплитуда напряжения разбаланса $U\Delta(\omega)$, выделяемая после синхронного квадратурного детектирования. При малосигнальном линейном режиме и фиксированной частоте возбуждения связь между измеряемым напряжением и разностью адмиттансов может быть представлена в виде:

$$U\Delta(\omega) = K_u(\omega) U_{exc}(\omega) [Y_s(\omega) - k e^{-j\Delta\varphi} Y_r(\omega)],$$

где $U_{exc}(\omega)$ — комплексная амплитуда возбуждающего напряжения, а $K_u(\omega)$ — комплексный коэффициент преобразования измерительного тракта, учитывающий входную схему, коэффициент усиления AD8253, частотные свойства аналогового тракта, паразитные ёмкости и фазовые задержки. $K_u(\omega)$ — комплексный коэффициент преобразования измерительного тракта, имеющий смысл эквивалентного коэффициента преобразования «адмиттанс–напряжение» и учитывающий входную схему, коэффициент усиления AD8253, частотные свойства аналогового тракта, паразитные ёмкости и фазовые задержки. Поэтому выражение для $\Delta Y(\omega)$ используется как эквивалентная модель измерения: после определения или калибровки $K_u(\omega)$ комплексная разность адмиттансов оценивается по измеренному сигналу разбаланса:

$$\Delta Y(\omega) = \frac{U\Delta(\omega)}{K_u(\omega) U_{exc}(\omega)}.$$

В практической реализации коэффициент $K_u(\omega)$ не рассматривается как универсальная паспортная постоянная, а определяется экспериментально при калибровке тракта на известных эквивалентных нагрузках или эталонных образцах.

Если параметры опорной ячейки $Y_r(\omega)$ известны по предварительной калибровке или измерению, абсолютный адмиттанс измерительной ячейки может быть восстановлен как

$$Y_s(\omega) = \Delta Y(\omega) + k e^{-j\Delta\varphi} Y_r(\omega).$$

Если же $Y_r(\omega)$ используется только как компенсационное плечо без независимой калибровки, то результат следует интерпретировать как дифференциальное изменение адмиттанса относительно опорного состояния, а переход к ε_{eff} * должен выполняться через экспериментальную калибровочную зависимость.

После нахождения комплексного адмиттанса измерительной ячейки его действительная и мнимая части интерпретируются в рамках параллельной эквивалентной схемы:

$$Y_s(\omega) = G_s(\omega) + j\omega C_s(\omega).$$

Тогда

$$G_s(\omega) = \operatorname{Re} Y_s(\omega), C_s(\omega) = \frac{\operatorname{Im} Y_s(\omega)}{\omega}.$$

Для перехода от $C_s(\omega)$ и $G_s(\omega)$ к эффективной комплексной диэлектрической проницаемости используется геометрический коэффициент измерительной ячейки либо калибровочная зависимость, полученная по эталонным материалам. В простейшем случае, если для данной геометрии известна ёмкость пустой ячейки C_0 , можно записать

$$\varepsilon_{eff}'(\omega) = \frac{C_s(\omega)}{C_0}, \varepsilon_{eff}''(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{\omega C_0}, \tan \delta = \frac{\varepsilon_{eff}''}{\varepsilon_{eff}'} = \frac{G_s}{\omega C_s}.$$

Для планарного гребенчатого и полуцилиндрического датчиков величины ε_{eff}' и ε_{eff}'' следует рассматривать как эффективные параметры, поскольку электрическое поле является неоднородным, а геометрический коэффициент зависит от формы образца, воздушного зазора, подложки, защитных покрытий и краевых эффектов.

Входной каскад измерительного тракта реализован на основе инструментального усилителя AD8253. В базовом режиме оба датчика возбуждаются синусоидальными сигналами одной частоты, а балансировка опорного плеча осуществляется программным изменением амплитуды и начальной фазы второго канала ЦАП. Поэтому параметры k и $\Delta\varphi$ задают амплитудно-фазовую коррекцию возбуждения опорного датчика. Дифференциальный тракт формирует напряжение разбаланса, комплексная амплитуда которого определяется не только разностью адмиттансов датчиков, но и комплексным коэффициентом преобразования аналогового тракта.

Практическая настройка выполняется в калибровочном режиме, когда измерительный и опорный датчики переводятся в максимально близкие условия, а дифференциальный сигнал, обусловленный различием объектов, должен быть минимален. В этом состоянии задаются начальные значения $k = 1$ и $\Delta\varphi = 0$, после чего на выбранной частоте возбуждения измеряются синфазная и квадратурная составляющие сигнала разбаланса I_Δ и Q_Δ . По ним вычисляется модуль комплексной амплитуды

$$|U_\Delta| = \sqrt{I_\Delta^2 + Q_\Delta^2}.$$

Задача калибровки сводится к нахождению таких значений k и $\Delta\varphi$, при которых величина $|U_\Delta|$ минимальна. Практически это удобно выполнять итерационно. Сначала при фиксированном $\Delta\varphi$ изменяется коэффициент k до достижения минимума $|U_\Delta|$ или, в упрощённом варианте, минимума синфазной составляющей I_Δ . Затем при найденном значении k изменяется фазовая поправка $\Delta\varphi$ до минимума квадратурной составляющей Q_Δ или общего модуля $|U_\Delta|$. После этого оба шага повторяются последовательно несколько раз, пока дальнейшее изменение параметров не перестанет приводить к заметному уменьшению сигнала разбаланса.

С алгоритмической точки зрения такая процедура представляет собой покоординатный поиск минимума функции $|U_\Delta(k, \Delta\varphi)|$ в плоскости параметров $(k, \Delta\varphi)$. Для повышения устойчивости настройки целесообразно сначала использовать более крупный шаг изменения k и $\Delta\varphi$, а после выхода в область минимума переходить к более мелкому шагу. Найденные значения принимаются в качестве калибровочных коэффициентов для данной частоты. При необходимости процедура повторяется на нескольких частотах, после чего параметры k и $\Delta\varphi$ задаются в виде табличных значений или аппроксимирующих зависимостей от частоты и температуры.

Таким образом, описанная процедура балансировки является необходимой частью подготовки измерительного тракта и обеспечивает практическую реализацию дифференциального принципа компенсации в условиях, когда доступен только сигнал разбаланса на выходе усилителя.

В отличие от токовой архитектуры на основе преобразователя ток–напряжение в данной работе используется именно дифференциальный режим измерения напряжения. Полученные инженерные оценки и предложенная структура измерительного тракта обосновывают возможность реализации лабораторного стенда; экспериментальная верификация, калибровка и количественная оценка неопределённости являются предметом дальнейших исследований.

Следует отметить, что используемый инструментальный усилитель AD8253 не накладывает жёсткого ограничения на нижнюю границу рабочего диапазона, поскольку способен работать в области постоянного тока и низких частот. Поэтому нижняя граница диапазона измерительной системы определяется не столько самим усилителем, сколько совокупным влиянием дрейфа нуля, низкочастотных шумов, токов утечки, паразитных ёмкостей и особенностей алгоритма синхронного квадратурного детектирования.

На входах AD8253 предусмотрены высокоомные резисторы формирования пути возврата входных токов смещения; их номиналы выбираются с учётом нижней рабочей частоты, допустимой постоянной времени, теплового шума и поверхностных утечек.

Генерация возбуждающих сигналов реализуется двухканальным модулем на базе двух ЦАП DAC8830 с внешними выходными операционными усилителями. Первый канал формирует возбуждающее напряжение измерительного датчика $U_{exc,1} = A \sin(\omega t)$, второй канал – возбуждающее напряжение опорного датчика $U_{exc,2} = k A \sin(\omega t + \Delta\varphi)$, где k и $\Delta\varphi$ используются как параметры амплитудно-фазовой балансировки. В рамках настоящей работы детальные вопросы аппаратной синхронизации обновления двух ЦАП, влияния выходных ОУ и остаточного межканального фазового рассогласования не рассматриваются отдельно, а учитываются в составе комплексного коэффициента преобразования $K_u(\omega)$ и калибровочных параметров k , $\Delta\varphi$. Верхняя граница рабочего диапазона также определяется не только свойствами датчика, но и быстродействием формирователя возбуждения. В случае применения ЦАП DAC8830 ограничивающими факторами выступают время установления выходного сигнала, быстродействие выходного буфера и частотные свойства всего аналогового тракта. Поэтому при увеличении частоты возбуждения необходимо учитывать не наличие специального фильтра верхних частот в ЦАП, а конечную скорость установления выходного сигнала и возможное появление амплитудных и фазовых искажений. В связи с этим верхняя рабочая частота должна подтверждаться экспериментально по форме и стабильности возбуждающего сигнала на выходе тракта.

С практической точки зрения предпочтительными являются частоты 1–10 кГц, поскольку при фиксированной ёмкости ток через датчик возрастает пропорционально ωC , а вклад проводимости в величину $\tan\delta = G/(\omega C)$ уменьшается с ростом частоты. Частоты 100–300 Гц целесообразно использовать как диагностические, поскольку в этой области сильнее проявляются токи утечки, межфазная поляризация и паразитные проводящие пути [2, 6].

Для оценки диапазона измеряемых сигналов используются соотношения

$$|X_C| = \frac{1}{\omega C}, \quad I_{RMS} = \omega C V_{RMS}.$$

Эти зависимости используются для предварительной инженерной оценки режимов работы измерительного тракта. По величине $|X_C|$ определяется порядок эквивалентного входного сопротивления датчика на выбранной частоте, что позволяет оценить степень его нагрузки входным каскадом и чувствительность схемы к паразитным токам утечки и входным токам усилителя. По величине I_{RMS} оценивается ожидаемый уровень переменного

тока через датчик при заданной амплитуде возбуждения, а следовательно, и порядок напряжения сигнала разбаланса на выходе дифференциального тракта. Это, в свою очередь, позволяет выбрать коэффициент усиления входного каскада так, чтобы полезный сигнал занимал значительную часть динамического диапазона АЦП, но не приводил к перегрузке аналоговых узлов при росте ε , частоты или амплитуды возбуждения.

Кроме того, указанные оценки используются при выборе рабочего диапазона АЦП и параметров цифровой обработки. Зная ожидаемые уровни сигнала, можно обоснованно задать частоту дискретизации, длину окна синхронного квадратурного детектирования и требования к отношению сигнал/шум после усреднения. При слишком малом токе через датчик возрастает влияние шумов входного усилителя, квантования АЦП и паразитных наводок, тогда как при чрезмерно большом токе возникает риск ограничения сигнала в аналоговом тракте. Таким образом, расчёт величин $|X_C|$ и I_{RMS} представляет собой не формальную справочную оценку, а необходимый этап согласования геометрии датчика, параметров возбуждения, коэффициентов усиления и алгоритмов цифровой синхронного квадратурного детектирования [7, 8].

Конструкции датчиков

Планарный гребенчатый датчик

Планарный гребенчатый датчик реализован на двустороннем фольгированном стеклотекстолите FR4 толщиной 1,6 мм (рис. 2). Чувствительный элемент выполнен в виде системы параллельных проводящих полос, попеременно подключённых к двум продольным шинам, образующим два электрода. В принятой конструкции продольные шины размещены внутри охранного прямоугольного контура, а на обратной стороне платы предусмотрена зона без металлизации диаметром 80 мм, снижающая паразитную ёмкость относительно земли.

Активная область датчика ограничена окружностью диаметром $D = 68$ мм. В настоящей работе используется технологически воспроизводимая геометрия с шириной проводника $w = 3,0$ мм и зазором $g = 3,0$ мм. Шаг структуры составляет

$$p = w + g = 6,0 \text{ мм.}$$

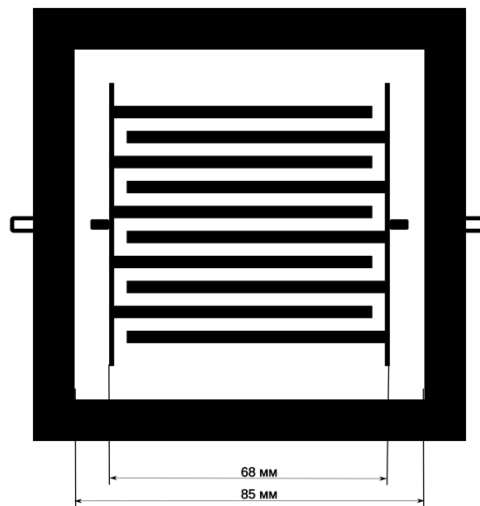


Рисунок 2 – Конструкция планарного гребенчатого ёмкостного датчика

Такой выбор обусловлен необходимостью упростить изготовление датчика методом термотрансферного переноса рисунка проводников, уменьшить влияние технологических отклонений и обеспечить лучшую повторяемость геометрии при лабораторном изготовлении.

Число проводящих полос в активной области выбирается чётным, чтобы сохранить одинаковое количество пальцев на каждом электроде. Для принятой геометрии оно оценивается выражением

$$n = 2 \left\lfloor \frac{D}{2p} \right\rfloor.$$

При $D = 68$ мм и $p = 6$ мм получается

$$n = 2 \left\lfloor \frac{68}{12} \right\rfloor = 10.$$

Таким образом, в конструкции формируется по 5 проводящих полос на каждом электроде, а число активных промежутков между соседними полосами составляет 9.

Аналитическое описание ёмкости периодических межпальцевых структур в многослойной среде может быть получено с использованием методов конформных отображений [9]. В инженерной постановке для оценки полной ёмкости удобно использовать двумерную модель периодической ячейки, дающую ёмкость на единицу длины C' , и затем перейти к полной ёмкости структуры через эффективную длину взаимодействия электродов:

$$C = C' L_{\text{eff}}.$$

Величина L_{eff} соответствует суммарной длине всех активных межпальцевых зазоров. Для круговой геометрии она может быть оценена как сумма хорд, соответствующих положениям промежутков в пределах активной зоны. Для принятой конструкции инженерная оценка даёт

$$L_{\text{eff}} \approx 0,54 \text{ м.}$$

Исследуемый образец в виде диска диаметром 63 мм не полностью перекрывает активную область диаметром 68 мм. Эффективная доля покрытия оценивается по отношению площадей:

$$\eta = \left(\frac{63}{68} \right)^2 \approx 0,86.$$

Этот коэффициент необходимо учитывать при анализе чувствительности датчика и при проектировании референсной измерительной ячейки.

Предварительная инженерная оценка электрических параметров ПГК-датчика при различных значениях относительной диэлектрической проницаемости приведена в таблице 1. Эти значения получены в рамках упрощённой квазистатической модели, в которой полная ёмкость датчика представляется в виде произведения ёмкости на единицу длины C' на эффективную длину взаимодействия электродов L_{eff} , то есть $C = C' L_{\text{eff}}$. Физически это означает, что суммарная ёмкость межпальцевой структуры формируется как результат распределения электрического поля в совокупности всех активных зазоров между соседними проводящими полосами, а величина L_{eff} учитывает суммарную длину этих зазоров в пределах активной области датчика.

Таблица 1 – Оценочные электрические параметры ПГК-датчика при различных значениях диэлектрической проницаемости

ε	C , пФ	$ X_C $ при 1 кГц	I_{RMS} при 1 кГц и 1 В	$ X_C $ при 10 кГц	I_{RMS} при 10 кГц и 1 В
1	7,5	21,2 МОм	0,047 мкА	2,12 МОм	0,47 мкА
3	11,3	14,1 МОм	0,071 мкА	1,41 МОм	0,71 мкА
5	15,2	10,5 МОм	0,096 мкА	1,05 МОм	0,96 мкА
10	24,8	6,42 МОм	0,156 мкА	0,642 МОм	1,56 мкА
15	34,5	4,61 МОм	0,217 мкА	0,461 МОм	2,17 мкА

В инженерной оценке предполагается, что при фиксированной геометрии датчика и неизменных граничных условиях ёмкость межпальцевой структуры в первом приближении возрастает с увеличением относительной диэлектрической проницаемости среды, заполняющей область чувствительного поля. Поэтому значения C в таблице 1 следует рассматривать как результат пересчёта базовой ёмкости датчика при $\varepsilon = 1$ к случаям $\varepsilon = 3, 5, 10, 15$ с учётом того, что часть поля замыкается в воздухе, часть — в подложке FR4, а часть — в исследуемом образце. Именно по этой причине рост ёмкости с увеличением ε носит не идеально пропорциональный, а приближённо линейный характер и должен уточняться численным моделированием.

После получения оценок ёмкости для каждого значения ε остальные величины таблицы рассчитываются непосредственно из стандартных соотношений для гармонического режима. Реактивное сопротивление определяется по формуле $|X_C| = 1/(\omega C)$, где $\omega = 2\pi f$. При этом для частот 1 кГц и 10 кГц используются соответствующие значения круговой частоты, а ёмкость подставляется в фарадах. Действующее значение тока через датчик при заданном напряжении возбуждения $V_{RMS} = 1$ В находится по формуле $I_{RMS} = \omega C V_{RMS}$. Следовательно, каждая строка таблицы 1 формируется последовательным расчётом: сначала определяется ориентировочное значение C для заданного ε , затем по нему вычисляются $|X_C|$ и I_{RMS} на частотах 1 кГц и 10 кГц.

С физической точки зрения представленные значения позволяют оценить порядок ожидаемых электрических сигналов в измерительном тракте. При малых ε ёмкость датчика невелика, реактивное сопротивление велико, а ток через датчик находится на уровне десятых долей микроампера. При увеличении ε возрастает доля электрического поля, проходящего через исследуемый материал, вследствие чего ёмкость увеличивается, реактивное сопротивление уменьшается, а ток через датчик возрастает. Именно эти оценки используются при выборе коэффициента усиления, динамического диапазона АЦП и параметров синхронного квадратурного детектирования. Указанные значения следует рассматривать как ориентировочные и использовать при выборе параметров аналоговой части и алгоритмов цифровой обработки; их уточнение должно выполняться на основе численного моделирования и последующей калибровки.

Для уменьшения влияния паразитных эффектов в конструкции предусмотрена зона без металлизации диаметром 80 мм. Наличие сплошной металлизации под чувствительной областью приводит к увеличению паразитной ёмкости относительно земли и к изменению распределения электрического поля. Исключение металлизации из области под сенсором конструктивно эквивалентно удалению заземлённой плоскости из зоны распространения поля. В качестве альтернативного решения может рассматриваться применение активного экранирования, при котором потенциал экрана поддерживается близким к потенциалу высокоомного входного узла [4, 5].

Полуцилиндрический датчик

Полуцилиндрический датчик (рис. 3) представляет собой систему из двух проводящих полуцилиндрических электродов, разделённых зазорами и расположенных вокруг цилиндрического диэлектрического образца. Изменение диэлектрической проницаемости материала внутри активного объёма приводит к изменению ёмкости датчика, что позволяет использовать такую конструкцию для неразрушающего контроля цилиндрических кернов.

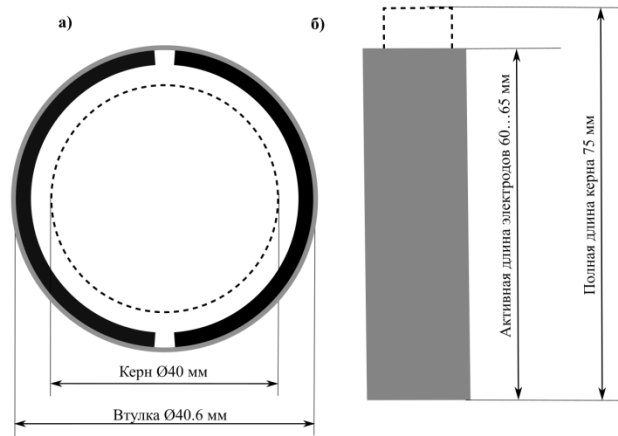


Рисунок 3 – Полуцилиндрический ёмкостный датчик: а – поперечное сечение; б – продольный вид

Для лабораторного стенда с образцами типа «кern $\text{Ø}40 \times 75$ мм» принята конструкция, включающая внутреннюю диэлектрическую втулку и внешние полуцилиндрические электроды. Втулка выполняется из стабильного диэлектрического материала, например ПВХ или ПТФЭ-подобного полимера, с внутренним диаметром 40,2–40,6 мм. Такое решение обеспечивает установку образца с контролируемым зазором и повышает воспроизводимость измерительных условий. Электроды изготавливаются из медной фольги или тонкого металлического листа и охватывают образец на угол порядка $170\text{--}175^\circ$ каждый, формируя два симметричных зазора шириной 0,5–1,0 мм. Активная длина электродов выбирается в пределах 60–65 мм при общей длине керна 75 мм, что позволяет уменьшить влияние торцевых краевых эффектов.

Полуцилиндрические датчики эффективны при малых изменениях ёмкости, порядка единиц пикофард, и могут быть реализованы в дифференциальной конфигурации «измерительный–опорный», что способствует ослаблению влияния температурных факторов и внешних помех [10, 11]. Для исследуемого диапазона $\varepsilon \approx 10\text{--}15$ целесообразно использовать одну пару электродов. Увеличение числа электродных пар действительно приводит к росту абсолютной ёмкости, однако одновременно повышает долю паразитной составляющей поля, замыкающейся вне исследуемого образца. В результате уменьшается относительная чувствительность, то есть отношение изменения ёмкости к её полной величине. Поэтому для лабораторного стенда более оправдана простая геометрия с одной парой электродов и отдельной опорной конфигурацией.

Изготовление, калибровка и оценка неопределённости

Изготовление планарного датчика выполняется методом термотрансферного переноса рисунка проводников. Для геометрии с $w = g = 3$ мм данный подход обеспечивает удовлетворительную воспроизводимость топологии и снижает влияние технологических погрешностей на чувствительность датчика. После изготовления требуется очистка поверхности от остатков флюса и органических загрязнений, поскольку при высокоомных измерениях поверхностные утечки могут вносить заметный вклад в активную составляющую адмиттанса.

Калибровку измерительной системы целесообразно выполнять в два этапа. На первом этапе определяется комплексный коэффициент преобразования аналогового тракта $Ku(\omega)$, связывающий измеряемую комплексную амплитуду напряжения разбаланса $U\Delta(\omega)$ с эквивалентной разностью адмиттансов $\Delta Y(\omega)$. Для этого могут использоваться известные RC-эквиваленты измерительной ячейки или эталонные нагрузки с заданными значениями C и G . На втором этапе выполняется калибровка преобразования «адмиттанс измерительной ячейки – эффективная комплексная диэлектрическая проницаемость» по эталонным материалам в рабочем диапазоне ε , с учётом реальной геометрии датчика, толщины образца,

наличия защитного покрытия и возможного воздушного зазора. Для планарных датчиков с краевым полем простого геометрического пересчёта, как правило, недостаточно; поэтому практически оправдано сочетание инженерной модели, численного моделирования и экспериментальной калибровки [4, 9].

К основным источникам неопределённости в разработанной системе относятся: воздушный зазор и непараллельность контактирующих поверхностей; паразитная ёмкость датчика относительно земли и её температурный дрейф; поверхностные токи утечки; фазовая ошибка квадратурного детектирования; а также нестабильность амплитуды и фазы опорного канала. В связи с этим дальнейшие работы должны быть направлены на детальную количественную оценку вклада перечисленных факторов, а также на построение полной модели неопределённости измерений.

Заключение

В работе предложены лабораторный стенд и методика измерения комплексных диэлектрических характеристик геоматериалов и бетонных композитов в диапазоне 100 Гц–10 кГц на основе дифференциальной архитектуры «измерительный–опорный» и цифрового синхронного квадратурного детектирования. Показано, что для корректной интерпретации результатов в низкочастотной области измерение должно выполняться не как определение одной только ёмкости, а как оценка комплексного адмиттанса измерительной ячейки с последующим переходом к эффективной комплексной диэлектрической проницаемости на основе калибровочной зависимости или численной модели электрического поля.

Для планарного гребенчатого датчика принята технологически воспроизводимая геометрия на подложке FR4 толщиной 1,6 мм с параметрами $D = 68$, $w=g=3,0$ мм, $p=6,0$ мм и числом проводящих полос $n=10$. Инженерная оценка даёт эффективную длину взаимодействия $L_{eff} \approx 0,54$ м, а для образца в виде диска диаметром 63 мм коэффициент покрытия активной области составляет около 0,86. Расчётный диапазон ёмкостей 7,5–34,5 пФ при $\epsilon=1-15$ соответствует токам порядка 0,047–0,217 мкА на частоте 1 кГц при возбуждении 1 В, что подтверждает возможность согласования такой геометрии с дифференциальным измерительным трактом на основе AD8253.

Полуцилиндрический датчик рассмотрен как альтернативная пространственная геометрия для цилиндрических кернов $\varnothing 40 \times 75$ мм. Его применение позволяет исследовать влияние глубины зондирования и контактных условий на результат измерения, а дифференциальная конфигурация «измерительный–опорный» обеспечивает дополнительное подавление внешних и температурных факторов.

Предложена адаптированная для данной архитектуры процедура калибровочной настройки коэффициента амплитудной балансировки и фазовой поправки в дифференциальном ёмкостном тракте, основанная на минимизации комплексной амплитуды сигнала разбаланса, измеряемого на выходе инструментального усилителя. Введённая измерительная модель связывает напряжение разбаланса $U\Delta(\omega)$ с эквивалентной разностью адмиттансов $\Delta Y(\omega)$ через комплексный коэффициент преобразования тракта $K_u(\omega)$, что позволяет формализовать переход от измеряемого сигнала к параметрам $C(\omega)$, $\tan\delta(\omega)$ и эффективной комплексной диэлектрической проницаемости, что позволяет формализовать переход от измеряемого сигнала к параметрам $C(\omega)$, $G(\omega)$ и эффективной комплексной диэлектрической проницаемости.

Полученные инженерные оценки и предложенная измерительная модель обосновывают реализуемость архитектуры лабораторного стенда, выбор геометрий датчиков и применение цифрового синхронного квадратурного детектирования для выделения информативной составляющей сигнала разбаланса. Результаты согласуются с общими представлениями о поведении диэлектрических характеристик горных пород и цементных композитов, представленными в [12–14], и развивают их в направлении построения специализированного лабораторного измерительного стенда.

Дальнейшие исследования будут направлены на детальное численное моделирование электрических полей для обеих геометрий датчиков, экспериментальное уточнение калибровочных зависимостей, оценку влияния воздушного зазора и поверхностных утечек, а также построение количественной модели неопределённости измерений. Вопросы детальной аппаратной синхронизации двух каналов DAC8830, влияния выходных операционных усилителей и оценки остаточной межканальной фазовой ошибки являются самостоятельной задачей и будут рассмотрены в отдельной работе; в настоящей статье эти факторы учитываются в составе комплексного коэффициента преобразования измерительного тракта и процедуры калибровочной балансировки.

Литература

1. Верзунов, С. Н. Анализ интеллектуальных систем мониторинга состояния зданий и сооружений / С. Н. Верзунов, М. С. Макаров, К. А. Жолдошбаев // Проблемы автоматики и управления. – 2024. – № 2(50). – С. 27–36.
2. ГОСТ 22372–77. Материалы диэлектрические. Методы определения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в диапазоне частот от 100 до $5 \cdot 10^6$ Гц. – М.: Изд-во стандартов, 1977.
3. ASTM D150–22. Standard Test Methods for AC Loss Characteristics and Permittivity (Dielectric Constant) of Solid Electrical Insulation. – West Conshohocken, PA : ASTM International, 2022.
4. Baker-Jarvis, J. Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials / J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle, R. T. Johnk, P. Kabos, C. L. Holloway, R. G. Geyer, C. A. Grosvenor. – Boulder : National Institute of Standards and Technology, 2005. – NIST Technical Note 1536.
5. Wang, D. Capacitive Sensing: Ins and Outs of Active Shielding / D. Wang. – Dallas : Texas Instruments, 2015. – Application Report SNOA926A.
6. Texas Instruments. Guarding in Multiplexer Applications. – Dallas : Texas Instruments, 2022. – Application Brief SCDA042.
7. Stanford Research Systems. About Lock-In Amplifiers. – Sunnyvale : Stanford Research Systems, 1992. – Application Note № 3.
8. Keysight Technologies. Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques. – 6th ed. – Santa Rosa : Keysight Technologies, 2016. – Application Note 5950-3000.
9. Igreja, R. Analytical Evaluation of the Interdigital Electrodes Capacitance for a Multi-Layered Structure / R. Igreja, C. J. Dias // Sensors and Actuators A: Physical. – 2004. – Vol. 112, № 2–3. – P. 291–301. – DOI: 10.1016/j.sna.2004.01.040.
10. Chiang, C.-T. A Semicylindrical Capacitive Sensor with Interface Circuit Used for Flow Rate Measurement / C.-T. Chiang, Y.-C. Huang // IEEE Sensors Journal. – 2006. – Vol. 6, № 6. – P. 1564–1570. – DOI: 10.1109/JSEN.2006.883847.
11. Assaad, M. A Semi-Cylindrical Capacitive-Based Differential Sensing System for Water Content in Crude Oil Measurement / M. Assaad, A. M. Zubair, T. B. Tang // International Review on Modelling and Simulations. – 2014. – Vol. 7, № 1. – P. 213–220.
12. CSIRO. Dielectric Measurement of Rock Samples. – Perth : CSIRO, 2015.
13. Zhao, P.-Q. Intermediate-High Frequency Dielectric Permittivity of Oil-Wet Rock and the Wettability Characterization / P.-Q. Zhao, Y. Chen, Y.-T. Hou, X.-L. Chen, W. Duan, S.-Z. Ke // Petroleum Science. – 2025. – Vol. 22, № 4. – P. 1485–1496. – DOI: 10.1016/j.petsci.2025.02.001.
14. Haddad, A. S. Decreasing the Electric Permittivity of Cement by Graphite Particle Incorporation / A. S. Haddad, D. D. L. Chung // Carbon. – 2017. – Vol. 122. – P. 702–709. – DOI: 10.1016/j.carbon.2017.06.088.

15. Analog Devices. AD8253: Instrumentation Amplifier. – Norwood : Analog Devices, 2011. – Data Sheet.
16. Texas Instruments. DAC8830, DAC8831: 16-Bit, Ultra-Low Power, Voltage-Output Digital-to-Analog Converters. – Dallas : Texas Instruments, 2007. – Data Sheet SLAS449D.
17. Texas Instruments. ADS868x: 16-Bit, High-Speed, Single-Supply, SAR ADC Data Acquisition System with Programmable, Bipolar Input Ranges. – Dallas : Texas Instruments, 2022. – Data Sheet.