

«ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ»  
ՀԻՄՆԱԴՐԱՄ

**Նիկողոսյան Դավիթ Սաշայի**

**ԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿՆԵՐԻ ԵՎ ԿՈՆԴԵՆՍԱՏՈՐՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԶԱՓՈՒՄԸ  
ԼԱՅՆԱԽՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՄԱՆ ՄԵԹՈՂՈՎ**

Ե.11.01 - «Ինֆորմացիայի ստացման և չափման մեթոդներ, սարքեր և համակարգեր» մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի գիտական աստիճանի հայցման ատենախոսության

ՍԵՂՄԱԳԻՐ

Երևան 2018

---

ФОНД “НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
АРМЕНИИ”

**Никогосян Давид Сашаевич**

**ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ И  
КОНДЕНСАТОРОВ МЕТОДОМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО  
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ**

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.11.01 - “Методы, приборы и системы получения и измерения информации”

Ереван 2018

Ատենախոսության թեման հաստատվել է Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում (ՀԱՊՀ)

Գիտական ղեկավար՝ տ.գ.դ. Բ.Մ. Մամիկոնյան

Պաշտոնական ընդդիմախոսներ տ.գ.դ. Գ.Ա. Կարդաշյան  
տ.գ.թ. Վ.Ս. Ալեքսանյան

Առաջատար կազմակերպություն՝ «Էլեկտրոնային ավտոմատ սարքեր» ՓԲԸ

Ատենախոսության պաշտպանությունը կայանալու է 2018թ. հունիսի 08-ին, ժամը 15.00-ին Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում գործող ԲՈՀ-ի Էլեկտրատեխնիկայի 038 մասնագիտական խորհրդի նիստում (հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան փ., 105, թիվ 17 մասնաշենք):

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ՀԱՊՀ գրադարանում:

Սեղմագիրն առաքված է 2018թ. մայիսի 05-ին:

Մասնագիտական խորհրդի գիտական քարտուղար, տ.գ.դ. Գ.Վ. Բարեղամյան

---

Тема диссертации утверждена в Национальном политехническом университете Армении (НПУА)

Научный руководитель: д.т.н. Б.М. Мамиконян

Официальные оппоненты: д.т.н. Г.А. Кардашян  
к.т.н. В.С. Алексанян

Ведущая организация: ЗАО “Электронные автоматические приборы”

Защита диссертации состоится 08-го июня 2018г. в 15.00 часов на заседании специализированного совета ВАК 038 - “Электротехника”, действующего при Национальном политехническом университете Армении - НПУА (адрес: 0009, Ереван, ул.Теряна,105, корпус 17).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке НПУА.

Автореферат разослан 05-го мая 2018 г.

Ученый секретарь специализированного совета, д.т.н. Г.В. Барегамян

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы.** Электротехнические устройства и электроэнергетические установки (конденсаторы, силовые трансформаторы, генераторы, кабели и т.п.) должны функционировать предельно надежно и безопасно, что зависит, в первую очередь, от состояния их изоляции. Диэлектрики, используемые в качестве изоляционных материалов, в процессе эксплуатации подвергаются различным атмосферным, механическим, электрическим воздействиям, ухудшающим их изоляционные характеристики. Поэтому в процессе изготовления и эксплуатации электрооборудования проверяют качество изоляции с целью выявления возможных дефектов. Основными диэлектрическими параметрами, определяющими качество и состояние изоляционного материала, являются электрическая емкость и тангенс угла диэлектрических потерь -  $tg\delta$ . Периодический контроль этих параметров на переменном токе предусмотрен почти для всех видов изоляционных материалов и изделий, в связи с чем постоянное совершенствование средств их измерения является актуальной научно-технической проблемой. Для измерения диэлектрических параметров наибольшее применение нашли (в зависимости от частотного диапазона) метод уравновешенного моста переменного тока, резонансный и резонаторный методы, а также метод прямого преобразования, нашедший сравнительно ограниченное применение. Первые три из перечисленных методов сложны в реализации, требуют использования регулируемых отградуированных элементов, в большинстве реализаций не обеспечивают непосредственного выходного электрического сигнала для сопряжения с ПК и использования в автоматизированных системах управления. Метод прямого преобразования сравнительно прост в реализации, обеспечивает непосредственный выходной электрический сигнал, однако в известных технических решениях формулы определения емкости и  $tg\delta$  сложны, требуют измерения нескольких параметров выходных сигналов, что увеличивает аппаратные затраты и снижает точность измерения. Частичное устранение этих недостатков позволит существенно упростить процесс измерения и создать компактный переносный микроконтроллерный прибор, обеспечивающий раздельное измерение активного и реактивного составляющих комплексного электрического сопротивления диэлектриков.

**Целью диссертационной работы** является совершенствование измерителей диэлектрических параметров, основанных на методе прямого преобразования, применением структурно-алгоритмического метода повышения точности измерения путем реализации временного разделения канала измерения и широтно-импульсного преобразования измеряемых параметров, что позволяет максимально упростить элементную базу устройства и создать сопрягаемый с ПК компактный переносный микроконтроллерный измеритель диэлектрических параметров (МИДЭП).

### **Основные задачи исследования**

Для достижения намеченной цели выдвинуты и решены следующие основные задачи:

- разработка структурной схемы и математической модели функционирования МИДЭП, обосновывающей обеспечение выдвинутых требований;

- разработка методики расчета параметров элементов измерительной цепи по заданным диапазонам измерения емкости и  $tg\delta$ ;

- обоснование выбора метода цифрового измерения выходного сигнала измерительной цепи, моделирование функционирования прибора в программной среде LabView;

- разработка принципиальной электрической схемы прибора, проектирование узлов, выбор элементов схемы;

- составление алгоритма и программы управления работой микроконтроллера, сопряжение прибора с ПК, изготовление опытного образца прибора;

- разработка методик теоретического и экспериментального исследования метрологических характеристик прибора, экспериментальное исследование опытного образца.

#### **Методы исследования:**

- математические и физические методы исследования, принятые для информационно-измерительных процессов;

- методы структурных преобразований;

- методы теории случайных сигналов;

- методы теории погрешностей;

- методы проектирования программного обеспечения микроконтроллеров и ПК.

#### **Научная новизна работы**

1. Научно обоснован выбор структурной схемы МИДЭП, получена математическая модель реализуемых в приборе измерительных преобразований, проанализированы влияния нестабильностей параметров применяемых узлов и элементов на результаты измерения.

2. Разработана методика расчета параметров элементов измерительной цепи по требуемым диапазонам измерения емкости и  $tg\delta$ .

3. Разработаны методики теоретического и экспериментального исследования МИДЭП, научно обоснованы предельные показатели их метрологических характеристик в зависимости от параметров применяемой элементной базы.

#### **Практическая ценность и реализация результатов работы**

1. Результаты работы подтверждают целесообразность применения широко-импульсного преобразования при разработке микроконтроллерных измерителей диэлектрических параметров.

2. Разработанные схемотехнические решения, математические модели, методики исследования и расчета, алгоритм и программа работы микроконтроллера могут быть использованы специалистами в разработках аналогичных средств измерительной техники и систем управления.

3. Предложенные схемотехнические и программные решения реализованы в изготовленном опытном образце МИДЭП. Прибор предназначен для измерения

емкости и  $tg\delta$  конденсаторов емкостью до  $0,1 \text{ мкФ}$  и  $tg\delta$  диэлектрических материалов при емкостях от 100 до  $1000 \text{ нФ}$ . Прибор прошел поверочные испытания в ЗАО “Электронные автоматические приборы” (г. Ереван), результаты которых подтвердили правильность теоретических положений и возможность использования прибора в производственных условиях. Установлено, что в условиях использованной в приборе элементной базы предел допускаемой основной относительной погрешности измерения с доверительной вероятностью 0,95 не превышает 0,75% для емкости и 2,5% - для  $tg\delta$ .

### **Основные положения, выносимые на защиту**

1. Концепция создания микроконтроллерных измерителей диэлектрических параметров с применением метода широтно-импульсного преобразования.
2. Использованные в разработанном измерителе новые структурные и схемотехнические решения.
3. Методики исследования, метрологического анализа и расчета параметров.
4. Программное обеспечение для реализации предложенного алгоритма автоматизированного управления процессом измерения и обработки результатов измерений, а также сопряжения прибора с ПК.
5. Практически реализованный и испытанный образец МИДЭП.

**Публикации.** Основные положения диссертации опубликованы в 9 научных трудах.

**Апробация результатов работы.** Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили положительную оценку на:

- научных семинарах кафедры “Электроэнергетические, информационные и автоматизированные системы” Гюмрийского филиала НПУА (2016-2017гг.),
- годичной конференции НПУА (2017г.),
- 11-ой Международной конференции “Полупроводниковая микро- и наноэлектроника” (г. Ереван, 2017г., 23-25 июня);
- 8-ой Международной научно-практической конференции “Интернет и Общество” (Грузия, г. Кутаиси, 2017г., 7-8 июля).

Диссертационная работа частично выполнялась в рамках госбюджетной договорной темы “Разработка микроконтроллерных измерителей физических величин с применением структурно-алгоритмического метода повышения точности”, код 15SH-007, сроки выполнения 01.09.2015 - 31.08.2017 (отчет представлен в Государственный комитет науки МО и Н РА и прошел научно-техническую экспертизу).

Разработанный автором “Емкостный измерительный прибор” в 2017г. на конкурсе организации ARPA (США) занял призовое 4-ое место, награжден дипломом и денежной премией (диплом представлен в приложении диссертации).

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, основных выводов, списка литературы из 153 наименований, а также 2 приложений. Основной текст составляет 125 страниц, в том числе 30 рисунков и 21 таблиц. Диссертация написана на армянском языке.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность темы исследования, сформулированы цель и задачи, представлены научная новизна и практическая значимость работы, перечислены основные положения, выносимые на защиту.

**В первой главе** проведен обзор литературных источников по проблеме контроля диэлектрических параметров изоляционных материалов. Рассмотрены классификации диэлектриков по агрегатному состоянию (газообразные, жидкие, твердые, твердеющие), по химическому составу (органические и неорганические), по способу получения (естественные и синтетические), сопоставлены их свойства и изоляционные характеристики, их зависимость от температуры и приложенного напряжения. Основная классификация конденсаторов производится по типу используемого в них диэлектрика. Под воздействием электрического поля в диэлектриках возникают потери энергии (диэлектрические потери), которые обусловлены тремя физическими процессами: электропроводностью, поляризацией (в переменных полях) и ионизацией (в области сильных полей). Эти потери вызывают нагрев диэлектрика; последний приводит к ухудшению важнейших изоляционных свойств материала и к ускорению процессов его старения, а при больших значениях выделяемой тепловой энергии может произойти тепловое разрушение изоляционного материала (электротепловой пробой). Поэтому в процессе изготовления и эксплуатации электрооборудования производят проверку качества изоляции с целью выявления возможных дефектов.

Измерение диэлектрических параметров изоляции производится в соответствии с требованиями соответствующих стандартов на конкретное изделие (кабели, электрические машины, трансформаторы, конденсаторы и др.). При этом измеряется в основном емкость  $C_x$  и  $tg\delta$ . Контроль диэлектрических потерь методом измерения  $tg\delta$  является наиболее эффективным и распространенным методом, чувствительным к различным дефектам и позволяющим судить об общем состоянии изоляции, не зависит от ее габаритов, не причиняет вреда изоляции, так как испытательное напряжение значительно ниже рабочего. При этом имеется возможность прогнозировать состояние изоляции путем ведения статистических наблюдений в течение длительного времени. При резком увеличении  $tg\delta$  по сравнению с предыдущим измерением можно сделать вывод, что оборудование нуждается либо в ремонте, либо в замене.

При контроле характеристик конденсаторов измерение  $C_x$  и  $tg\delta$  предусматривается в обязательном порядке. В электронных устройствах применяются конденсаторы многих типов и различных назначений. Возможные значения их емкостей лежат примерно в пределах от  $1\text{ нФ}$  до  $1000\text{ мкФ}$ . Низковольтные конденсаторы, предназначенные для применения в радиоэлектронной аппаратуре, составляют около 25% от всех элементов схем. Конденсаторы большой емкости широко используются в качестве устройств

компенсации реактивной мощности, а также в высоковольтных импульсных установках, преимущественно в мощных генераторах импульсов тока и в специальных генераторах импульсов высокого напряжения. Конкретное значение  $tg\delta$  конденсатора зависит от типа диэлектрика и его качества, а также от температуры окружающей среды: как правило,  $tg\delta$  имеет минимум в области комнатных температур, при изменении температуры  $tg\delta$  может изменяться в несколько раз. Для широко используемых керамических, полистиролевых и фторопластовых конденсаторов сопротивление изоляции больше  $3 \cdot 10^9 \text{ Ом}$ , а  $tg\delta$  находится в пределах от 0,0005 (для фторопластовых) до 0,035 (для керамических). Наибольшие потери имеют место в электролитических и бумажных конденсаторах, применение которых в основном ограничивается областью низких частот. Значение  $tg\delta$  зависит также от частоты переменного тока, на которой он измеряется: в основном его измеряют при частоте синусоидального тока 1000 Гц. Измерение  $C_x$  и  $tg\delta$  проводят при подаче на конденсатор переменного синусоидального напряжения, значение которого не должно превышать 5 В.

В нормирующих документах предлагаются также методы, способы и средства измерения диэлектрических параметров. Выбор метода измерения зависит прежде всего от частоты электрического поля. В области низких частот (до  $10^5 \text{ Гц}$ )  $C_x$  и  $tg\delta$  измеряют обычно методом прямого преобразования и методом уравнивающего преобразования с помощью мостовых схем переменного тока. В высокочастотной области (от  $10^5$  до  $10^8 \text{ Гц}$ ) применяют главным образом резонансные методы. В области сверхвысоких частот (от  $10^8$  до  $10^{11} \text{ Гц}$ ) диэлектрические измерения основаны на использовании объемных резонаторов и радиоволноводов, а также на закономерностях распространения электромагнитных волн в свободном пространстве. В первой главе диссертационной работы описаны эти методы с анализом их преимуществ и недостатков, изложены особенности разработки и применения средств измерения, основанных на этих методах. Выше, во введении перечислены характерные недостатки этих методов. Их анализ показывает, что в области низкочастотных измерений ( $0,5 \dots 10^5 \text{ Гц}$ ) в разработке микроконтроллерного измерителя диэлектрических параметров целесообразно использовать метод прямого преобразования, однако при реализации метода необходимо схемными способами и программными средствами устранить недостатки, нашедшие место в известных реализациях этого метода.

**Вторая глава** посвящена разработке функциональной схемы МИДЭП (рис. 1). Объект исследования 1 (например, низковольтный конденсатор) представлен своей емкостью  $C_x$  и эквивалентным параллельным сопротивлением (ЭПС)  $R_x$ . В параллельной схеме замещения диэлектрика  $tg\delta$  выражается формулой  $tg\delta = 1/\omega R_x C_x$ , где  $\omega$  - частота измерительного тока. На схеме обозначены: 2 – измерительная цепь (ИЦ); 3 – электронный переключатель; 4 – программируемый генератор синусоидальных сигналов; 5 – программируемый микроконтроллер

(МК); 6 – цифровое отсчетное устройство (ЦОУ); 7 – преобразователь интерфейса; 8 – компьютер. Электронный переключатель является встроенной частью МК. В ИЦ последовательно с объектом измерения (ОИ) соединены два образцовых резистора: опорный ( $R_1$ ) и дополнительный ( $R_2$ ). Полученный в результате этих соединений делитель напряжения подключен к генератору синусоидальных сигналов. В общем случае результаты измерения параметров ОИ зависят также от частоты питающего тока, поэтому в качестве источника питания ИЦ использован программируемый генератор синусоидальных сигналов. При каждом измерении МК задает частоту генератора и использует это значение при расчете параметров ОИ, вследствие чего изменение частоты генератора не влияет на точность измерения. В разработке выбрана частота измерения  $f = 1000 \text{ Гц}$ . ИЦ имеет два выходных напряжения относительно общей точки, которые поступают на вход МК: общее напряжение  $u_s$  делителя напряжения, снимаемое с общего контакта переключателя, и напряжение  $u_x$  ОИ. Выходным сигналом ИЦ является угол  $\varphi$  фазового сдвига между напряжениями  $u_s$  и  $u_x$ . Следует отметить, что в большинстве случаев измерения  $C_x$  и  $\text{tg}\delta$  оказывается необходимым иметь также соответствующее значение  $R_x$ , поэтому при разработке измерителя была поставлена задача обеспечения отдельного измерения указанных трех параметров.

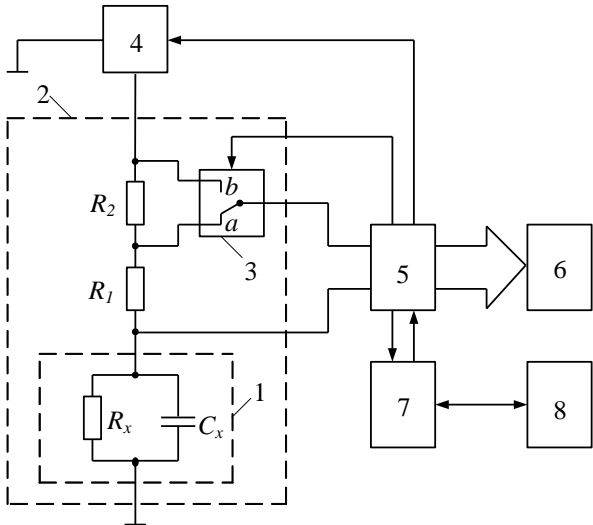


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема МИЦЭП

Связь между углом  $\varphi$  и параметрами ИЦ определяется следующим образом. В исходном положении  $a$  переключателя для значения  $\varphi_1$  угла  $\varphi$  получаем



$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega R_1 R_x C_x}{R_1 + R_x}. \quad (1)$$

В положении  $b$  переключателя

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega (R_1 + R_2) R_x C_x}{R_1 + R_2 + R_x}. \quad (2)$$

Путем несложных преобразований из (1) и (2) получаем:

$$C_x = \frac{R_2}{\omega R_1 (R_1 + R_2) (\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2)}, \quad (3)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{ctg} \varphi_2 - \frac{R_1}{R_2} (\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2), \quad (4)$$

$$R_x = \frac{R_1 (R_1 + R_2) m}{R_2 - R_1 m}. \quad (5)$$

Формулы (3) - (5) позволяют осуществить раздельное измерение всех трех параметров ОИ на переменном токе. При этом требуется измерять только угол фазового сдвига между двумя выходными напряжениями ИЦ, что производится путем его преобразования в длительность  $\tau$  импульсов. В процессе измерения МК управляет положением переключателя и измеряет значения углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  в соответствующих положениях переключателя. По измеренным значениям этих углов МК вычисляет параметры  $C_x$ ,  $\operatorname{tg} \delta$ ,  $R_x$  по формулам (3) - (5) и выводит результаты измерения на цифровое табло. В случае необходимости из МК оцифрованные сигналы углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  через преобразователь интерфейса посылаются в компьютер, там производится их обработка и результаты измерения выводятся на монитор компьютера.

В разработанном устройстве предельно упрощена ИЦ: она содержит (кроме ОИ) только два резистора. Стабильность напряжения генератора не существенна, поскольку в формулах (3) - (5) напряжение генератора не фигурирует. Таким образом, точность определения параметров ОИ зависит только от точности измерения угла  $\varphi$ , что выполняется методом дискретного счета, поэтому точность измерения оказывается существенно выше по сравнению с методами, использующими потенциально – токовые сигналы.

Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  вычисляются исходя из заданных диапазонов измерения устройства: выбраны диапазоны  $C_x = 0,001 \dots 0,1 \text{ мкФ}$ ;  $\operatorname{tg} \delta = 0,0005 \dots 0,05$ .

Теоретически, в зависимости от значений  $C_x$  и  $R_x$ , угол  $\varphi$  может находиться в любой точке в пределах  $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ . Однако, учитывая особенности тангенсных и котангенсных функций, целесообразно, чтобы угол  $\varphi$  не выходил за пределы  $3^\circ \leq \varphi \leq 87^\circ$ , так как вблизи значений  $\varphi = 0^\circ$  и  $\varphi = 90^\circ$

$tg\varphi$  или  $ctg\varphi$  стремятся к бесконечности, что в формулах (3) - (5) может привести к неопределенностям. Из формул (1) и (2) видно, что всегда  $\varphi_2 > \varphi_1$ , и чем больше разность  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ , тем выше чувствительность измерения как  $C_x$ , так и  $tg\delta$ , а  $\Delta\varphi$  тем больше, чем больше отношение  $m = R_2/R_1$ . В главе подробно изложена методика расчета сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , которые позволяют согласовать одну и ту же шкалу угла  $\varphi$  для заданных диапазонов измерения  $C_x$  и  $tg\delta$ . При этом учитывается, что в отличие от  $C_x$ , с увеличением  $tg\delta$  угол  $\varphi$  уменьшается, следовательно, значению  $tg\delta = (tg\delta)_{\max}$  должна соответствовать отметка шкалы  $\varphi = \varphi_{1\min}$ , а значению  $tg\delta = (tg\delta)_{\min}$  - отметка шкалы  $\varphi = \varphi_{2\max}$ . В результате расчетов получены значения  $R_1 = 9,0 \text{ кОм}$  - для обеих шкал,  $R_2 = 20 \text{ кОм}$  - для шкалы  $C_x$  и  $R_2 = 14 \text{ кОм}$  - для шкалы  $tg\delta$ . Для этих значений сопротивлений резисторов вычислены и построены графики зависимостей  $\Delta\varphi = f_1(C_x)$  и  $\Delta\varphi = f_2(tg\delta)$  (рис. 2 и рис. 3).

Анализ графика рис. 2 показывает, что максимальная чувствительность измерения  $C_x$  имеет место в середине шкалы, у отметки  $\varphi = 45^\circ$  ( $\Delta\varphi = 31^\circ 47'$ ), и уменьшается по мере удаления от этой отметки, принимая минимальное значение в конце шкалы. Максимальная чувствительность измерения  $tg\delta$  также имеет место в середине шкалы ( $\Delta\varphi = 25^\circ 49'$ ) и уменьшается по мере удаления от нее, принимая минимальное значение в начале шкалы (рис. 3). С целью обеспечения приемлемой чувствительности измерения, целесообразно ограничить шкалу угла  $\varphi$  в пределах хотя бы  $10^\circ \leq \varphi \leq 80^\circ$ .

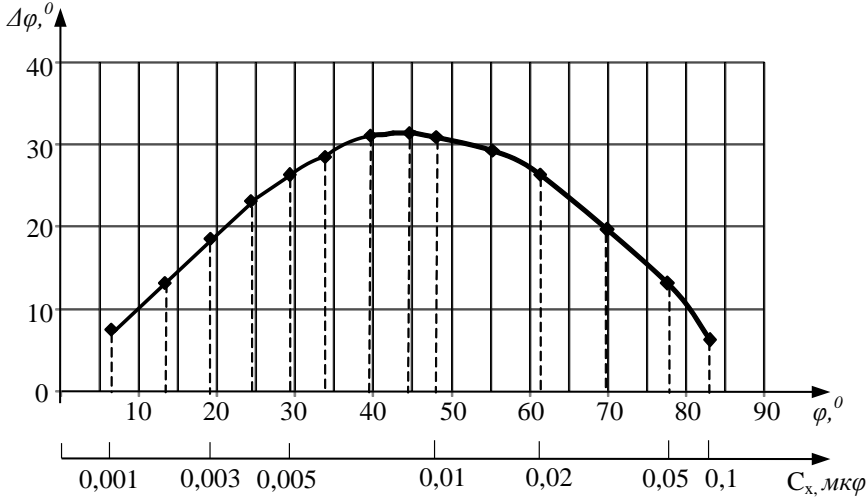


Рис. 2. График зависимости  $\Delta\varphi = f_1(C_x)$

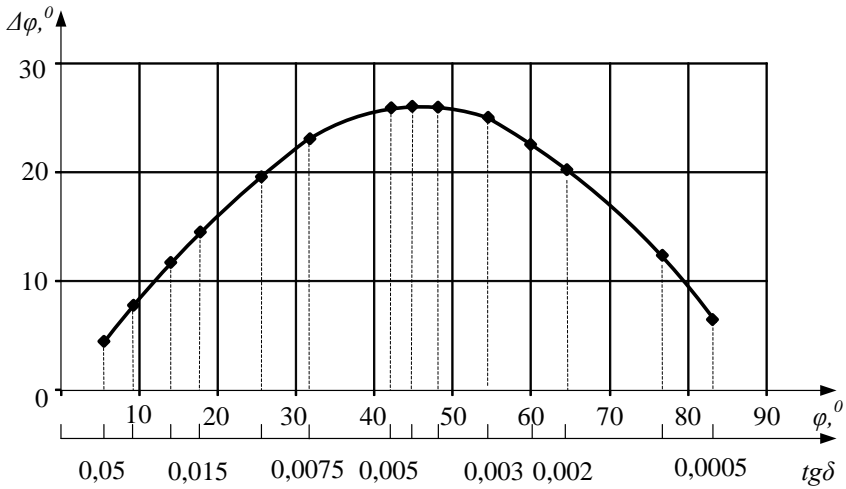


Рис. 3. График зависимости  $\Delta\varphi = f_2(\operatorname{tg}\delta)$

Разработанная методика расчета параметров ИЦ МИДЭП позволяет наилучшим образом согласовать шкалу угла  $\varphi$  с диапазонами измеряемых параметров. Методика является обобщенной, может быть использована при разработке фазометрических измерителей параметров пассивных электрических двухэлементных двухполюсников любой конфигурации и фазовой характеристики элементов.

Исследована задача цифрового измерения длительности интервала времени  $\tau$ , соответствующей фазовому сдвигу  $\varphi$  согласно формулам  $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$  - в угловых градусах,  $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 2\pi$  - в радианах, где  $T$  - период синусоидального напряжения, откуда следует, что измеренное значение фазового сдвига не будет зависеть от частоты, если одновременно измеряется и период синусоидального сигнала. Рассмотрены наиболее распространенные методы измерения: *метод однократного измерения* и *метод с постоянным временем измерения*, особенности их схемных реализаций, выполнен сравнительный анализ их метрологических характеристик. Если частоту квантующих импульсов обозначить через  $f_0$ , то количество импульсов, поступающих на счетчик за время  $\tau$  и  $T$ , будет соответственно  $n = \tau f_0$ ,  $N = T f_0$ , а измеряемый фазовый сдвиг определится выражением  $\varphi = \frac{n}{N} \cdot 360^\circ$ . Учитывая, что погрешность квантования возникает в обоих случаях, для определения абсолютной погрешности измерения получено выражение

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial n} \Delta n + \frac{\partial\varphi}{\partial N} \Delta N = \frac{360^0}{N} \Delta n - \frac{360^0}{N^2} n \Delta N.$$

Погрешности квантования  $\Delta n \leq 1$  и  $\Delta N \leq 1$  являются случайными и независимыми, имеют равномерное распределение со среднеквадратическим отклонением  $\sigma = 1/\sqrt{3}$ . Следовательно, для среднеквадратической погрешности измерения угла  $\varphi$  получим:

$$\sigma(\varphi) = \sqrt{[\sigma(n)]^2 + [\sigma(N)]^2} = \frac{360^0}{\sqrt{3}N} \cdot \sqrt{1 + \frac{n^2}{N^2}}. \quad (6)$$

Найдено наибольшее возможное значение  $\sigma(\varphi)$ . В рассматриваемой задаче значения фазового сдвига могут находиться в диапазоне  $10^0 \leq \varphi \leq 80^0$ . Учитывая

соотношение  $\frac{n}{N} \approx \frac{\tau}{T} = \frac{\varphi}{360^0}$ , имеем  $\frac{\varphi_{\min}}{360^0} \leq \frac{n}{N} \leq \frac{\varphi_{\max}}{360^0}$ . Таким образом, в

наихудшем случае, когда  $\frac{n}{N} = \frac{\varphi_{\max}}{360^0}$ , из (6) следует

$$\sigma(\varphi) = \frac{360^0}{\sqrt{3}N} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{80}{360}\right)^2} \approx \frac{213^0}{N}.$$

Например, при частоте квантования  $f_0 = 10 \text{ МГц} = 10^4 f$  имеем  $N = f_0/f = 10^4$  и получаем

$$\sigma(\varphi) = \frac{213^0}{10^4} \approx 0,0213^0. \quad (7)$$

Абсолютная погрешность измерения фазового сдвига с доверительной вероятностью 0,95 будет  $\Delta\varphi \approx 2\sigma(\varphi) \approx \pm 0,043^0$ .

При методе с постоянным временем измерения производится измерение среднего значения фазового сдвига за некоторое время  $T_z$ , не зависящее от частоты сигнала. Количество периодов  $z$  измеряемого сигнала за время  $T_z$  равно  $m \approx T_z f$ , следовательно общее количество импульсов, поступающих на цифровой счетчик, будет

$$M = z\tau f_0 = \frac{T_z}{T} f_0 \cdot \frac{T}{360^0} \cdot \varphi = \frac{T_z f_0}{360^0} \cdot \varphi = \frac{z f_0}{360^0 f} \cdot \varphi. \quad (8)$$

При  $f = 1,0 \text{ кГц}$ , целесообразно в формуле (8) брать  $z = 36$ , тогда получим  $T_z = 36T$ ,

$$M = \frac{36}{f} \cdot \frac{f_0}{360} \cdot \varphi = 0,1 \cdot \frac{f_0}{f} \cdot \varphi, \text{ откуда } \varphi = 10M \frac{f}{f_0}$$

и при  $f_0 = 10^7 \text{ Гц}$  получаем  $M = 1000\varphi$  (где  $\varphi$  - в градусах).

При измерении фазового сдвига по методу постоянного времени измерения получается усредненное значение угла сдвига за время измерения  $\varphi_{cp} = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \varphi_i$ .

Результаты одиночных измерений  $\varphi_i$  являются случайными и независимыми. Поэтому можно принять, что закон распределения среднего значения  $z = 36$  измерений близок к нормальному, следовательно, для квантильной оценки погрешности с заданной доверительной вероятностью можно принять

$$\Delta\varphi = t_H \cdot \sigma_{cp} = \frac{t_H \sigma_1}{\sqrt{z}},$$

где  $t_H$  - нормированная квантиль нормального распределения, которая для  $P = 0,95$  равна  $t_H = 1,96$ ,  $\sigma_1$  - среднеквадратическое отклонение результата одного измерения,  $\sigma_{cp}$  - среднеквадратическое отклонение среднего значения  $\varphi_{cp}$ .

Среднеквадратическое отклонение результата одного измерения  $\sigma_1 = a/\sqrt{3}$ , где  $a$  - погрешность квантования, которая для  $f = 10^3$  Гц,  $f_0 = 10^7$  Гц будет

$$a = \frac{360^\circ f}{f_0} = 0,036^\circ, \text{ значит, } \Delta\varphi = 1,96 \cdot \frac{0,036^\circ}{6\sqrt{3}} = 0,007^\circ.$$

Следовательно, погрешность измерения фазового сдвига с доверительной вероятностью 0,95 будет более чем в 6 раз меньше погрешности однократного измерения. Исходя из этого в разработанном устройстве применяется МК с двумя встроенными входными компараторами, а его работа программируется таким образом, чтобы измерение угла  $\varphi$  производилось по методу с постоянным временем измерения.

Выполнено исследование примененного в МИДЭП принципа измерения в программной среде LabView, использована платформа NI ELVIS, на которой собрана схема рис. 4.

Питание ИЦ осуществляется от генератора синусоидальных сигналов на платформе NI ELVIS частотой  $f = 1$  кГц. Выходные напряжения ИЦ через буферы подаются на платформу NI ELVIS к каналам осциллографа 0 и 1. От платформы NI ELVIS данные через USB порт подаются на персональный компьютер, где в программной среде LabVIEW измеряется угол  $\varphi$  в двух положениях управляемого переключателя 3. По полученным результатам  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  вычисляются  $C_x$  и  $tg\delta$  по формулам (3) и (4). Блок-диаграмма программы представлена на рис. 5.

Для получения сигналов в среде LabVIEW была использована утилита «NI ELVIS OSCILLOSCOPE», которая была настроена в двухканальный режим работы с максимальной частотой 500000 результатов/сек. При каждом измерении определялось среднее значение угла  $\varphi$  за 10 периодов. На лицевой панели

устройства (рис. 6) расположены цифровой индикатор для отображения результата измерения  $C_x$ ,  $tg\delta$  и график сигналов, где пользователь может увидеть вид сигналов и их фазовый сдвиг в реальном времени.

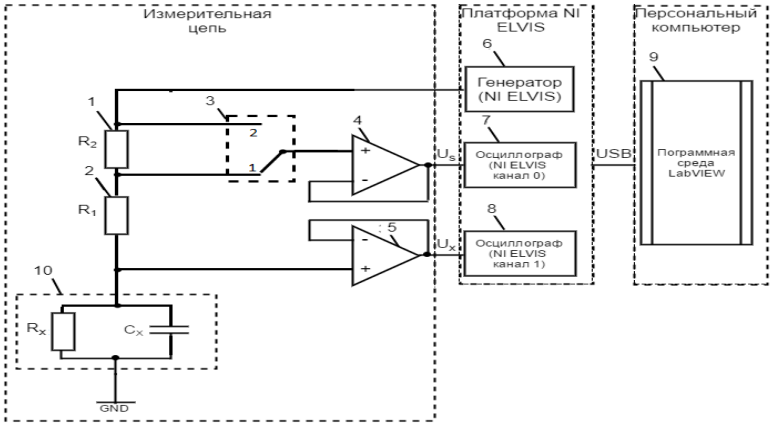


Рис. 4. Схема моделирования МДЭП в среде LabVIEW

Результаты измерений показали, что по предложенному методу возможно измерение  $C_x$  и  $tg\delta$  низковольтных конденсаторов в программной среде LabVIEW с относительной погрешностью, не превышающей соответственно 0,88% и 2,18%.

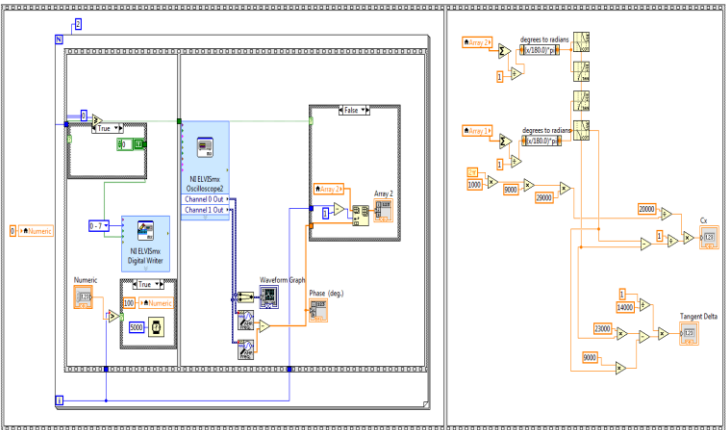


Рис. 5. Блок - диаграмма программы прибора

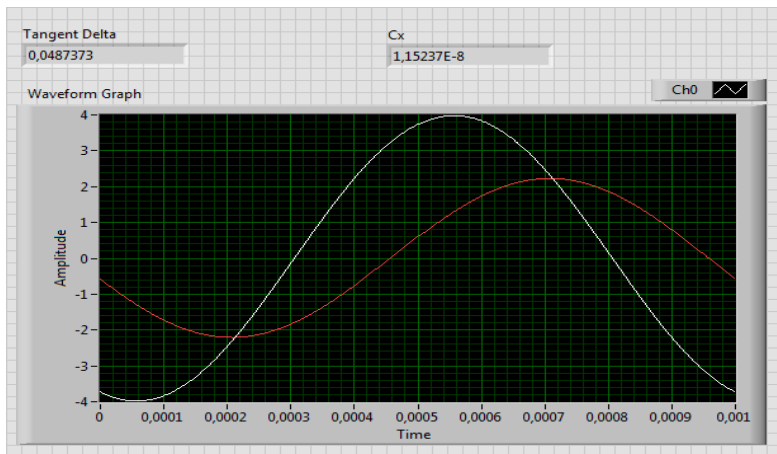


Рис. 6. Лицевая панель программы LabVIEW

**Третья глава** посвящена разработке функциональных узлов и принципиальной электрической схемы МИДЭП. Прибор состоит из четырех основных узлов: ИЦ, узлов обработки сигнала, индикации и питания.

**ИЦ** питается от микросхемы программируемого генератора синусоидальных сигналов типа **AD9833** (рис. 7) .

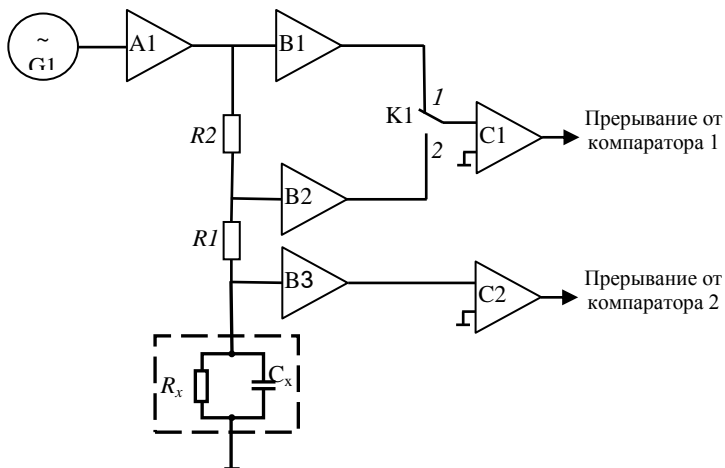


Рис. 7. Упрощенная функциональная схема ИЦ

На вход микросхемы поступает тактовая частота “MCLK” 5 МГц от МК, и с помощью сигналов “SDATA, SCLK, FSYNC” МК загружает соответствующие коэффициенты в регистры микросхемы. На выходе микросхемы формируется

сигнал опорной частоты синусоидальной формы, с частотой 1000 Гц и амплитудой 1,5 В. С помощью усилителя, выполненного на микросхеме ОР27, осуществляется фильтрация и усиление опорного сигнала до уровня амплитуды 6 В. Переключатель К1 (встроен в МК) управляется от МК сигналом “SWCX” и осуществляет выбор режимов измерения углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . Выходные напряжения ИЦ поступают на компараторы, встроенные в МК, через буферы В1-В3, выполненные на микросхеме **LF355** (напряжение смещения 3 мВ, входной ток 30 нА, полоса 2,5 МГц).

Узел обработки выполнен на МК типа PIC32MX695F512Н. Для повышения точности тактового сигнала МК в схеме предусмотрен кварцевый резонатор частотой 8 МГц. Внутри МК эта частота умножается на 10, получается 80 МГц, на которой работают МК, ядро, счетчики и все периферийные устройства. МК имеет в своем составе два компаратора с устройствами переключения по входам. Опорное напряжение для обоих компараторов формируется в МК. Это-же напряжение (сигнал “CVREF”) поступает на положительный вход усилителя опорной частоты. Тем самым сигнал опорной частоты смещается на величину опорного напряжения. Благодаря этому срабатывание компараторов осуществляется в нулевой точке синусоидального сигнала. По сигналу прерывания от первого компаратора запускается счетчик внутри МК, и начинается счет от тактового генератора 80 МГц. По прерыванию от срабатывания второго компаратора счетчик останавливается, и число на счетчике отражает время задержки сигнала второго компаратора относительно первого. С учетом того, что время одного импульса 12,5 наносекунд, по опорной частоте и времени задержки вычисляется фаза сигнала второго компаратора относительно первого. Измерение фаз осуществляется в два цикла в зависимости от положения переключателя К1 (рис. 7). Во время измерения фазы  $\varphi_1$  на вход первого компаратора поступает сигнал от буфера В2, во время измерения фазы  $\varphi_2$  - от буфера В1. В каждом цикле выполняется 1000 измерений и выбирается среднее значение измеренного угла для уменьшения вариации последовательных измерений, вызванных посторонними и внутренними шумами.

На микросхеме **FT232ВМ** выполнена схема для подключения блока обработки сигнала к порту USB компьютера. Разработано полное программное обеспечение блока обработки сигнала и его сопряжения с компьютером. На рис. 8 представлен вид главного окна программы прибора в ОС Windows.

Разработана также специальная программа, с помощью которой на экран компьютера можно вывести более подробную информацию о процессах измерений и расчетов.

Узел индикации выполнен на светодиодных семисегментных индикаторах. На приборе установлены два индикатора по 8 числовых позиций каждый. Первый индикатор светится зеленым цветом, предназначен для индикации значения  $C_x$ , второй индикатор светится красным цветом, и предназначен для индикации значения  $tg\delta$ . Оба индикатора управляются от МК.



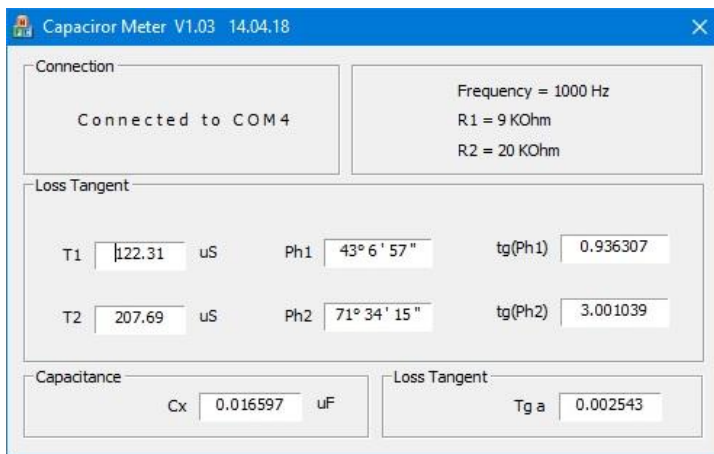


Рис. 8. Вид главного окна программы прибора в операционной системе Windows

Узел питания. Прибор подключается к сети  $\sim 220$  В, 50 Гц посредством преобразователя типа HD-020A-12WF, на выходе которого получается постоянное напряжение 12 В, обеспечивая ток питания до 2 А. Разработанный узел питания содержит два стабилизатора и один инвертор, Первый стабилизатор – микросхема типа **LM2575** формирует напряжение +5 В, которым питается генератор **AD9833**. Второй стабилизатор – микросхема типа **AMS1117-3.3** формирует напряжение +3,3 В для питания МК. Инвертор – микросхема типа **ADM660** формирует напряжение -5 В для двухполярного питания операционных усилителей.

Разработаны схемы электрических соединений всех указанных блоков, представлены спецификации всех элементов этих схем.

**В четвертой главе** проведено метрологическое исследование МИДЭП. Разработана методика теоретического исследования, которая позволяет по значениям возможных отклонений величин, входящих в (3) и (4), и точностью измерения угла  $\varphi$  теоретически оценить пределы погрешностей, которые могут иметь место при определении  $C_X$  и  $tg\delta$  данным прибором. Путем определения полного приращения функции (3) и частных производных, найдено выражение относительной погрешности определения емкости:

$$\gamma(C_X) = \gamma_R(C_X) + \gamma_\varphi(C_X), \quad (9)$$

$$\gamma_R(C_X) = - \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot \gamma(R_1) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \gamma(R_2), \quad (10)$$

$$\gamma_\varphi(C_X) = - \frac{ctg\varphi_1 \cdot \gamma(ctg\varphi_1) - ctg\varphi_2 \cdot \gamma(ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}, \quad (11)$$

где  $\gamma_R(C_X)$  и  $\gamma_\varphi(C_X)$  - частные погрешности определения  $C_X$  от неточности сопротивлений резисторов и погрешности определения  $ctg\varphi_1$  и  $ctg\varphi_2$  соответственно;  $\gamma(R_1) = \Delta R_1 / R_1$ ,  $\gamma(R_2) = \Delta R_2 / R_2$  - относительные изменения сопротивлений резисторов (с учетом допусков) в условиях эксплуатации;  $\gamma(ctg\varphi_1) = \Delta(ctg\varphi_1) / ctg\varphi_1$ ,  $\gamma(ctg\varphi_2) = \Delta(ctg\varphi_2) / ctg\varphi_2$  - относительные погрешности определения  $ctg\varphi_1$  и  $ctg\varphi_2$  соответственно, которые в свою очередь зависят от точности измерения фазовых углов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ .

Произведя аналогичные действия с выражением (4), находим:

$$\gamma(tg\delta) = \gamma_R(tg\delta) + \gamma_\varphi(tg\delta), \quad (12)$$

$$\gamma_R(tg\delta) = \frac{K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)]}{ctg\varphi_2 - K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}, \quad (13)$$

$$\gamma_\varphi(tg\delta) = \frac{-K_2ctg\varphi_1 \cdot \gamma(ctg\varphi_1) + (1 + K_2)ctg\varphi_2 \cdot \gamma(ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}. \quad (14)$$

Исследования показывают, что выбранный в МИДЭП принцип измерения чрезмерно критичен к нестабильности резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Поэтому целесообразно применение наиболее высокоточных металлофольговых резисторов типа С5-61. В этом случае с доверительной вероятностью 0,95 можно обеспечить  $\gamma_R(C_X) \approx 0,011\%$ ,  $\gamma_R(tg\delta) = 1,55\%$ .

Определены частные погрешности  $\gamma_\varphi(C_X)$  и  $\gamma_\varphi(tg\delta)$  при выбранных значениях частоты опорного генератора  $f = 1 \text{ кГц}$  и частоты генератора квантующих импульсов  $f_0 = 80 \text{ МГц}$ . С доверительной вероятностью 0,95 они не превышают значения  $\gamma_\varphi(C_X) \approx 0,00375\%$ ,  $\gamma_\varphi(tg\delta) = 0,796\%$ .

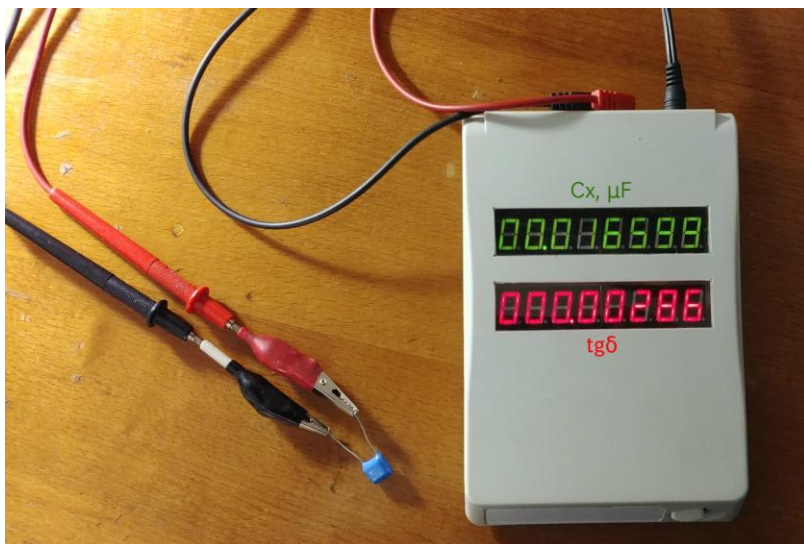
Полные погрешности определения  $C_X$  и  $tg\delta$  равны суммам частных погрешностей  $\gamma_R(C_X)$  и  $\gamma_\varphi(C_X)$ ,  $\gamma_R(tg\delta)$  и  $\gamma_\varphi(tg\delta)$  соответственно. Имея в виду, что указанные частные погрешности являются случайными и независимыми, для пределов допускаемых полных основных относительных погрешностей с доверительной вероятностью 0,95 получаем

$$\gamma(C_X) = \sqrt{[\gamma_R(C_X)]^2 + [\gamma_\varphi(C_X)]^2} = \sqrt{0,011^2 + 0,00375^2} \approx 0,012\%,$$

$$\gamma(tg\delta) = \sqrt{[\gamma_R(tg\delta)]^2 + [\gamma_\varphi(tg\delta)]^2} = \sqrt{1,55^2 + 0,796^2} \approx 1,75\%.$$

Эти погрешности можно уменьшить сужением по краям шкалы угла  $\varphi$ .

Разработан и изготовлен опытный образец МИДЭП (рис. 9).



*Рис. 9. Внешний вид опытного образца МИДЭП*

Прибор прошел поверочные испытания в ЗАО “Электронные автоматические приборы” г. Ереван (рис. 10). Установлено, что в условиях использованной в приборе элементной базы предел допускаемой основной относительной погрешности измерения с доверительной вероятностью 0,95 не превышает 0,75% для емкости и 2,5% для  $tg\delta$ .



*Рис. 10. Испытание опытного образца МИДЭП*

## Основные выводы

1. Разработан микроконтроллерный измеритель диэлектрических параметров (емкости и  $tg\delta$ ), в котором реализовано широтно-импульсное преобразование измеряемых параметров и временное разделение канала измерения, благодаря чему существенно упрощена измерительная цепь, исключена необходимость использования потенциальных и токовых аналоговых сигналов, обеспечено раздельное измерение емкости,  $tg\delta$  и эквивалентного параллельного сопротивления объекта измерения.

2. Разработана функциональная схема измерителя, в котором управление измерительного процесса, выбор измеряемых параметров, обработка результатов измерений в соответствии с полученными математическими моделями осуществляется программируемым микроконтроллером, что позволяет существенно сократить аппаратные расходы и обеспечить сопряжение прибора с персональным компьютером. Разработаны алгоритм и программа работы микроконтроллера.

3. Выполнено теоретическое исследование разработанного измерителя, получены математические модели, которые позволяют реализовать требуемые диапазоны измерения диэлектрических параметров и теоретически исследовать метрологические характеристики прибора. Разработана методика расчета параметров измерительной цепи прибора, которая обеспечивает рациональное использование шкалы угла фазового сдвига между двумя синусоидальными напряжениями измерительной цепи, согласование этой шкалы с требуемыми диапазонами измерения емкости и  $tg\delta$ .

4. Выполнено моделирование функционирования разработанного прибора в программной среде LabView, результаты показывают, что применением в среде LabView использованного в приборе принципа измерения емкости и  $tg\delta$  низковольтных конденсаторов предельное значение основной относительной погрешности измерения с доверительной вероятностью 0,95 не превышает соответственно 0,88% и 2,18%, при этом наибольшие погрешности получаются в крайних участках шкалы.

5. Проведено теоретическое исследование погрешностей определения емкости и  $tg\delta$ . Выбранный принцип измерения особенно критичен к нестабильности сопротивлений резисторов измерительной цепи, поэтому целесообразно использовать высокоточные металлопленочные резисторы. Теоретически установлено, что предел допускаемой основной относительной погрешности измерения с доверительной вероятностью 0,95 не превышает 0,012% для емкости и 1,75% - для  $tg\delta$ .

6. Разработан и изготовлен опытно-экспериментальный образец МИДЭП. Прибор предназначен для измерения емкости и  $tg\delta$  конденсаторов емкостью до 0,1 мкФ и  $tg\delta$  диэлектриков при емкостях от 100 до 1000 нФ. Результаты испытаний подтверждают, что предел допускаемой основной относительной погрешности измерения с доверительной вероятностью 0,95 не превышает 0,75%

для емкости и 2,5% - для  $tg\delta$ . Это означает, что предложенный принцип измерения позволяет создавать сопрягаемые с ПК переносные цифровые измерители диэлектрических параметров, обеспечивая достаточную точность измерения.

### **Основные результаты диссертации опубликованы в работах**

1. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С., Абраамян Л.С.** Широотно-импульсное преобразование информативного параметра дифференциального емкостного преобразователя // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2015. - №2. – С. 43-48.

2. **Mamikonyan B.M, Mamikonyan Kh.B., Nikoghosyan D.S., Abrahamyan L.S.** Capacitive Measuring Device // IJEERT. - 2016. - Vol. 4, Issue 1. - PP. 19-28.

3. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С.** Методика расчета параметров измерительной цепи фазометрического измерителя емкости и тангенса угла потерь конденсаторов // Вестник НПУА. Серия “Электротехника, энергетика”. - 2017. - №2. – С. 70-82.

4. **Никогосян Д.С.** Выбор метода измерения фазового сигнала в измерителе электрических параметров конденсаторов // Вестник инженерной академии Армении. – 2017. – Т. 14, №4. – С. 552-556.

5. **Никогосян Д.С., Абраамян Л.С.** Измерение емкости первичного преобразователя в программной среде LabVIEW // Материалы 8-ой Международной научно-практической конференции “Интернет и Общество”. – Кутаиси, 7-8 июля 2017г. – С. 178-181.

6. **Mamikonyan B.M, Nikoghosyan D.S.** Measurement of Dielectric Loss by Phase Method // American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences (ASRJETS). – 2017. – Vol. 29, №1. - PP. 124-137.

7. **Mamikonyan B.M, Nikoghosyan D.S.** Dielectric losses power meter using microcontroller // Proceedings of the eleventh International Conference “Semiconductor micro- and nanoelectronics”. – Yerevan, June 23-25, 2017. – PP. 144-148.

8. **Nikoghosyan D.S.** Measurement of Capacity and Tangens of the Angle of Dielectric Loss of Low Voltage Condensers in the Labview Program Environment // Journal of Scientific and Engineering Research. - 2018, 5(2). - PP. 395-399.

9. **Nikoghosyan D.S.** Research of Metrological Characteristics of the Phasometric Meter of Capacitance and Tangent of the Dielectric Losses Angle of Capacitors // Sensors & Transducers. – 2018. - Vol. 221, Issue 3. - PP. 16-22.

## Դավիթ Սաշայի Նիկողոսյան

### Դիէլեկտորիկների և կոնդենսատորների պարամետրերի չափումը լայնահիմպուլսային կերպափոխման մեթոդով

#### ԱՄՓՈՓԱԳԻՐ

Էլեկտրատեխնիկական սարքավորումները և էլեկտրաէներգետիկական տեղակայանքները (կոնդենսատորներ, ուժային տրանսֆորմատորներ, գեներատորներ, մալուխներ և այլն) պետք է գործեն առավելագույն բարձր հուսալիությամբ և անվտանգությամբ, ինչը կախված է, առաջին հերթին, դրանց մեկուսիչների վիճակից: Դիէլեկտորիկները, որոնք օգտագործվում են որպես մեկուսիչ նյութեր, շահագործման ընթացքում ենթարկվում են տարբեր մթնոլորտային, մեխանիկական, էլեկտրական ներգործությունների, ինչից վատանում են դրանց մեկուսիչ բնութագրերը: Ուստի էլեկտրասարքավորումների պատրաստման և շահագործման ընթացքում ստուգում են մեկուսացման որակը՝ հնարավոր արատների բացահայտման նպատակով: Հիմնական դիէլեկտրական պարամետրերը, որոնցով որոշվում է մեկուսիչ նյութի որակը և վիճակը, էլեկտրական ունակությունն է և դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսը՝ *tgδ*-ն: Այդ պարամետրերի պարբերական հսկումը փոփոխական հոսանքով նախատեսված է մեկուսիչ նյութերի և իրերի գրեթե բոլոր տեսակների համար, ուստի դրանց չափման միջոցների մշտական կատարելագործումն արդիական գիտատեխնիկական հիմնախնդիր է:

Քննարկվել ու համեմատվել են դիէլեկտրական պարամետրերի չափման համար ամենալայն կիրառություն գտած (կախված հաճախային ընդգրկույթից) փոփոխական հոսանքի հավասարակշռված կամրջակի մեթոդը, ռեզոնանսային և ռեզոնատորային մեթոդները, ինչպես նաև ուղղակի կերպափոխման մեթոդը: Թվարկված մեթոդներից առաջին երեքը բարդ իրականացվող են, պահանջում են կարգավորվող աստիճանավորված տարրերի օգտագործում, մեծամասամբ չեն ապահովում անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան: Ուղղակի կերպափոխման մեթոդն իրականացման տեսակետից համեմատաբար պարզ է, ապահովում է անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան, սակայն հայտնի տեխնիկական լուծումներում ունակության և *tgδ*-ի որոշման բանաձևերը բարդ են, պահանջում են ելքային ազդանշանների մի քանի պարամետրերի չափում, ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը, իջեցնում չափման ճշգրտությունը:

Ատենախոսական աշխատանքում կատարելագործվել է ուղղակի կերպափոխման մեթոդի վրա հիմնված դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչը՝ կիրառելով չափման ճշգրտության բարձրացման կառուցվածքային-ալգորիթմական

մեթոդը, իրականացնելով չափման կապուղու ժամանակային բաժանում և չափվող պարամետրերի լայնախիմպուլսային կերպափոխում, ինչը թույլ է տվել առավելագույնս պարզեցնել սարքի տարրային բազան և ստեղծել դիէլեկտրական պարամետրերի կոմպակտ ու դյուրակիր միկրոկոնտրոլերային չափիչ:

Ատենախոսության կատարման շրջանակներում առաջադրվել և լուծվել են հետևյալ հիմնական խնդիրները:

1. Մշակվել է դիէլեկտրական պարամետրերի (ունակության և  $\epsilon\delta$ -ի) միկրոկոնտրոլերային չափիչ, որում բացառվել է պոտենցիալային և հոսանքային անալոգային ազդանշանների օգտագործման անհրաժեշտությունը, ապահովվել է չափման օբյեկտի պարամետրերի (ունակության,  $\epsilon\delta$ -ի և համարժեք զուգահեռ դիմադրության) անջատ չափում:

2. Մշակված չափիչում չափողական գործընթացի կառավարումը, չափվող պարամետրի ընտրությունը, չափման արդյունքների մշակումն՝ ըստ ստացված մաթեմատիկական մոդելների, իրականացվում է ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի միջոցով, ինչը թույլ է տալիս էապես կրճատել ապարատային ծախսերը և ապահովել սարքի համակցումն անհատական համակարգչի հետ: Մշակվել է միկրոկոնտրոլերի աշխատանքի ալգորիթմը և ծրագիրը:

3. Կատարվել է մշակված չափիչի գործառության տեսական հետազոտություն, ստացվել են մաթեմատիկական մոդելները, որոնք թույլ են տալիս իրականացնել դիէլեկտրական պարամետրերի չափման պահանջվող ընդգրկույթներ և տեսականորեն հետազոտել սարքի չափագիտական բնութագրերը:

4. Մշակվել է սարքի չափողական շղթայի պարամետրերի հաշվարկի մեթոդիկա: Մեթոդիկան ընհանրացված է, կարող է հաջողությամբ օգտագործվել տարրերի ցանկացած փոխդասավորություն և փուլային բնութագրեր ունեցող պասսիվ էլեկտրական երկտարր երկբևեռների պարամետրերի փուլային չափիչներում: Կատարվել է մշակված սարքի գործառության մոդելավորումը LabView ծրագրային միջավայրում:

5. Կատարվել է մշակված մեթոդով ունակության և  $\epsilon\delta$ -ի որոշման սխալանքների տեսական հետազոտություն: Պատրաստվել է մշակված չափիչի փորձնական նմուշը, փորձարկումների արդյունքները հաստատում են տեսության համարժեքությունն իրական ընթացող գործընթացներին:

Դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչների մշակումը լայնախիմպուլսային կերպափոխման մեթոդի և չափման կապուղու ժամանակային բաժանման եղանակի կիրառումով թույլ է տալիս ստեղծել կոմպակտ և դյուրակիր միկրոկոնտրոլերային չափիչներ՝ ապահովելով չափման անհրաժեշտ ճշգրտություն:

**Davit Sasha Nikoghosyan**

**Measurement of the parameters of dielectrics and capacitors by the method of pulse-wide transformation**

**ANNOTATION**

Electrical equipment and power plants (capacitors, power transformers, generators, cables, etc.) should work with maximum high reliability and safety, which, first of all, depends on insulators. Dielectric materials used as insulating materials during operation are exposed to various atmospheric, mechanical and electrical influences, which deteriorates their insulation characteristics. Therefore, during the manufacturing and operation of electrical equipment, the quality of insulation is checked to identify potential defects. The main dielectric parameters that determine the quality and condition of the insulating material are the electrical capacitance and the tangent of dielectric loss angle  $tg\delta$ . Regular control of these parameters with the use of alternating current is envisaged practically for all types of insulating materials and products, therefore constant improvement of their measuring means is an actual scientific and technical problem.

Widely used methods of measuring dielectric parameters (depending on the frequency range), such as the method of a balanced bridge with an alternating current, resonance and resonator methods, as well as the method of direct transformation have been studied and compared. The first three of these methods are complex, requiring the use of adjustable, calibrated elements and mainly are not providing a direct output electrical signal. The direct conversion method is relatively simple, providing an immediate output electrical signal, but in known engineering solutions the formulas of determination of capacitance and  $tg\delta$  are complex, requiring the measurement of multiple output signals, which increases equipment costs and reduces measurement accuracy.

In the research work the meter of the dielectric parameters on the basis of the direct conversion method was improved, with use of the structural algorithmic method of increasing the measurement accuracy by carrying out the time separation of the measuring channel and the pulse-wide conversion of the measured parameters, which allows to minimize the element base of the device and create the portable, microcontroller based device to measure dielectric parameters.

Within the framework of the dissertation the following main problems were set and solved:

1. A microcontroller based measuring device for dielectric parameters (capacitance and  $tg\delta$ ) measurement was developed, where the need to measure



potential and current analog signals was eliminated, and separate measurements of the measurement object parameters (capacitance,  $tg\delta$ , and equivalent parallel resistance) were achieved.

2. Control of the measuring process, selection of the measured parameter, processing of the measurement results by the obtained mathematical models are realized with the help of a programmable microcontroller, which allows to significantly reduce the equipment costs and provide a combination of the device with a personal computer. An algorithm and program for the operation of microcontrollers was developed.

3. A theoretical study of the function of the developed measuring device is made, mathematical models are obtained that allow a measurement of dielectric parameters at given range and theoretically study the metrological characteristics of the device.

4. A technique for calculating the parameters of the measuring circuit of the device is developed. The methodology is generalized, it can be successfully used for any combination of elements and in phase sensors of parameters of passive electrical double bipolar which have phase characteristics. The projected simulation of devices in the LabView software environment was performed.

5. A theoretical study of measuring errors in determination of capacitance and  $tg\delta$  with developed method was performed. An experimental sample of the developed measuring device was prepared and the test results confirm the adequacy of the theory to actual processes.

The development of measuring devices of dielectric parameters with use of pulse-wide transformation and time separation of the measuring channel allows the creation of compact and portable microcontroller based devices by providing the required measurement accuracy.