

# ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»

Сборник научных трудов  
«Электроэнергетика и  
преобразовательная техника»

48'2008

Тематический выпуск  
«Приборы и методы контроля и  
определения состава веществ»

Издание основано Национальным техническим университетом «Харьковский политехнический институт» в 2001 году

## КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л.Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь координационного совета

К.А.Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П.Марченко, д-р техн. наук, проф.;  
Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;  
М.Д.Годлевский, д-р техн. наук, проф.;  
А.И.Грабченко, д-р техн. наук, проф.;  
В.Г.Данько, д-р техн. наук, проф.;  
В.Д.Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;  
В.Б.Клепиков, д-р техн. наук, проф.;  
В.А.Лозовой, д-р фил. наук, проф.;  
О.К.Морачковский, д-р техн. наук, проф.;  
П.Г.Перерва, д-р экон. наук, проф.;  
Н.И.Погорелов, д-р техн. наук, проф.;  
М.И.Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;  
В.Б.Самородов, д-р техн. наук, проф.;  
В.П.Себко, д-р техн. наук, проф.;  
В.И.Таран, д-р техн. наук, проф.;  
Ю.В.Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;  
Е.И. Юносова, д-р фил. наук;  
Е.Е.Александров, д-р техн. наук, проф.;  
Б.Т.Бойко, д-р техн. наук, проф.;  
П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Государственное издание

Свидетельство Госкомитета по  
информационной политике Украины  
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

Н.Н. Юданова, ст. преп.;

Е.Л. Ноздрачева ас.;

Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;  
В.Б.Клепиков, д-р техн. наук, проф.;  
Б.В.Клименко, д-р техн. наук, доц.;  
В.В.Воинов, канд. техн. наук, доц.;  
Б.М.Горкунов, канд. техн. наук, доц.;  
Г.Г.Жемеров, д-р техн. наук, проф.;  
В.Т.Долбня, д-р техн. наук, проф.;  
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.  
С.Г. Львов, канд. техн. наук, доц.

Адрес редакции: ул. Фрунзе, 21  
Каф. ПИМ



Харків 2008

**ПРУДОВСКИЙ П.В., ЗАО МНПО «Спектр» Москва, Россия**

## **МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕНТГЕНОВСКИХ ТОЛЩИНОМЕРОВ**

Все измерительные приборы, в том числе и рентгеновские толщиномеры нуждаются в поверке и калибровке. Над проблемой метрологического обеспечения рентгеновских толщиномеров, предназначенных для бесконтактного измерения толщин листового проката из черных и цветных металлов, работа ведется не первый год. На первом этапе, когда рентгеновская толщинометрия работала только на черную металлургию и обеспечивала точности до 1 – 3 % число эталонных образцов колебалось от 1 до 8 на прибор. Они устанавливались и снимались вручную. Калибровка рентгеновского толщиномера с их использованием требовала много времени и ювелирной точности в работе.

В настоящее время в НИИ Интроскопии созданы стенды для формирования заданного спектра рентгеновского излучения необходимой интенсивности, содержащие рентгеновский излучатель, приемник излучения, узел фильтрации излучения, выполненный в виде вращающего элемента с пластинами переменной плавно или дискретно изменяющейся толщины и из различных материалов и размещенный между излучателем и приемником. Устройство рентгенобезопасно для окружающей среды. При калибровке толщиномера, при настройке и регулировке его элементов, которые необходимо проводить во включенном состоянии, обеспечивает одинаковую достоверность контролируемых толщин и постоянство метрологических показателей во всем диапазоне толщин. Суть технического решения заключается в том, что стенд, содержащий бокс с оболочкой из рентгенопоглощающего материала, испытуемый рентгеновский толщиномер, включающий рентгеновский излучатель и приемник излучения, размещенные в боксе по оси 0-0, схему обработки, устройства управления, запоминания и регистрации, диск с приводом вращения диска вокруг своей оси  $0_1-0_1$ , расположенный между излучателем и приемником толщиномера, и наборы образцов из различных материалов эталонных толщин, а в диске в окружном поперечном его сечении радиуса  $r$  выполнены окна, в которых закреплены образцы эталонных толщин, и диск смещен своей осью  $0_1-0_1$  параллельно от оси 0-0 рентгеновского потока излучателя на величину  $r$ , снабжен вторым диском с приводом вращения второго диска вокруг своей оси  $0_2-0_2$ , и наборами сменных образцов рабочих толщин и сменных дополнительных образцов эталонных толщин так же из различных материалов, при этом во втором диске выполнены в окружном поперечном сечении радиуса  $r$  окна, аналогичные окнам первого диска, в которых установлены сменные образцы рабочих толщин и (или) сменные дополнительные образцы эталонных толщин, причем второй диск расположен между первым диском и приемником излучения и смещен своей осью  $0_2-0_2$  от оси 0-0 рентгеновского потока на величину  $r$ , а первый диск дополнен в окружном поперечном сечении радиуса  $r$  двумя окнами, одно из которых открыто для рентгеновского потока излучения, другое закрыто для рентгеновского излучения экраном из рентгенопоглощающего материала.

Результатом данного подхода являются широкий диапазон контролируемых толщин с одинаковой достоверностью, за счет имитации практически любой толщины эталонными образцами из различных материалов, стабильность метрологических показателей толщиномера во всем диапазоне контролируемых толщин, обеспеченная лабораторными условиями настройки на образцах эталонных толщин и рабочих толщин, а также высокая рентгенобезопасность окружающей среды и, в частности, обслуживающего персонала при настройке и калибровке включенного в сеть толщиномера во вскрытом состоянии, за счет введенного экрана и оболочки бокса. На рис.1 показан общий вид конструкции стенда.

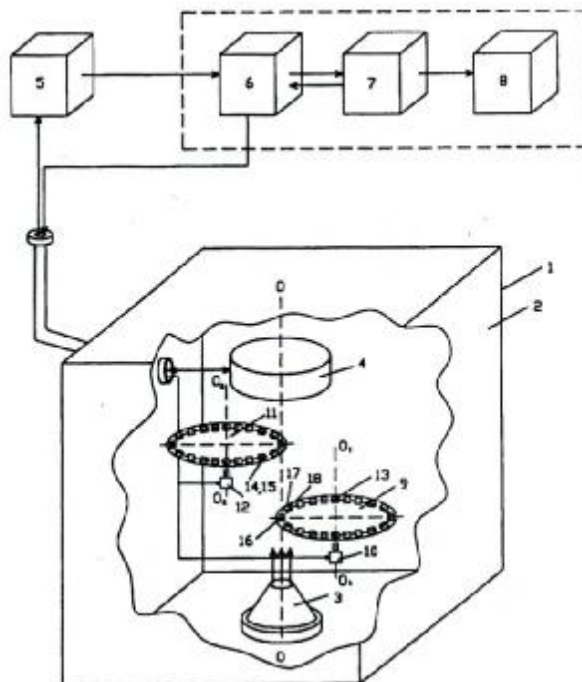


Рис.1 - Поверочный стенд рентгеновского толщиномера

Он содержит бокс 1 в виде прямоугольной камеры, покрытой оболочкой 2 из материала непрозрачного для рентгеновского излучения, испытуемый рентгеновский толщиномер, включающий рентгеновский излучатель 3 и приемник 4 излучения, размещенные в боксе 1 по оси 0-0, схему 5 обработки информации толщиномера, устройства 6, 7 и 8 управления, запоминания и регистрации, первый диск 9 с приводом 10 вращения диска 9 вокруг своей оси  $0_1-0_1$ , второй диск 11 с приводом 12 вращения диска 11 вокруг своей оси  $0_2-0_2$  и образцы 13 эталонной толщины, сменные образцы 14 рабочей толщины и сменные дополнительные образцы 15 эталонной толщины. В первом и втором дисках 9 и 11 выполнены в окружных поперечных сечениях радиуса  $r$  окна, в которых закреплены образцы 13 эталонной толщины жестко (первый диск 9) и сменные образцы 14 рабочей толщины и (или) сменные дополнительные образцы 15 эталонной толщины (второй диск 11). Первый диск 9 размещен непосредственно перед рентгеновским излучателем 3, а второй диск 11 – между первым диском 9 и приемником 4 излучения и своими осями  $0_1-0_1$  и  $0_2-0_2$  диски 9, 11 смещены от оси 0-0 рентгеновского потока излучения толщиномера на величину  $r$ , являющуюся радиусом окружных сечений дисков 9 и 11.

Кроме того, в первом диске 9 дополнительно выполнены в окружном поперечном сечении радиуса  $r$  два окна 16 и 17, одно из которых открыто для рентгеновского потока излучения, а другое 17 закрыто для рентгеновского потока излучения экраном 18 из рентгенопоглощающего материала.

Открытое окно 16 диска 9 предназначено для обеспечения беспрепятственного прохода рентгеновского потока излучателя 3 и необходимость его ориентации под поток возникает тогда, когда нужно осуществить контроль рабочих толщин сменных образцов 14, установленных во втором диске 11, и тем самым получить экспериментальную зависимость выходного сигнала толщиномера от рабочих толщин сменных образцов 14.

Экран 18, закрываемый окно 17 диска 9, предназначен для перекрытия рентгеновского потока излучателя 3 не выключая толщиномера от электрической сети в целях рентгенобезопасности персонала в ситуации, когда необходимо выполнять наладчику или оператору настройку параметров приемника 4 излучения. Эта процедура осуществляется при открытой крышке бокса 1 (на рис. не показана), расположенной на верхней стенке бокса, т.е. вблизи приемника 4. Для смены излучателя 3 и приемника 4 толщиномера в боксе предусмотрена дверца.

Выход приемника 4 излучения подключен к входу схемы 5 обработки информации. Выход схемы 5 соединен с первым входом устройства 6 управления, один выход которого связан через устройство 7 запоминания с входом устройства 8 регистрации, а другой двухканальный выход – с входами приводов 10 и 12 вращения дисков 9 и 11. Второй вход устройства 6 подключен к выходу устройства 7. Устройство 6 управления предназначено для управления вращением дисков. Образцы 13, 14 и 15 выполнены в виде пластин размером 20 мм и представляют собой наборы пластин из различных материалов (сталь, медь, бронза, латунь, монетный сплав и др.). Чтобы настроить или прокалибровать толщиномер на больших толщинах оба диска 9 и 11 ориентируют под рентгеновский поток посредством приводов 10 и 12 дисков 9, 11 с соответствующими образцами заданных эталонов и материалов, причем сумма толщин которых будет представлять собой величину, входящую в заданный диапазон контроля. Значение радиуса  $r$  выбирают в пределах  $0,2R < r < 0,8R$ , где  $R$  – радиусы дисков 9 и 11.

Испытуемый толщиномер подключают к электрической сети, загружают программу проверки на образцах соответствующих материалов и толщин, устройством 6 управления через привод 10 устанавливают диск 9 под рентгеновский поток образцом заданных эталонной толщины и материала, которые заданы программой и отображаются на экране, и осуществляют калибровку толщиномера последовательно по всем эталонным толщинам набора в соответствии с программой. Полученная информация в виде зависимости выходного электрического

сигнала толщиномера запоминается в устройстве 7. Далее процедура повторяется на образцах другого материала. Настройка параметров приемника 4 излучения осуществляется при открытой крышке и во включенном состоянии толщиномера. Для этого диск 9 ориентируют под рентгеновский поток экраном 18. На рис.2 показан результат калибровки рентгеновского толщиномера посредством поверочного устройства, приращение толщины происходит в геометрической прогрессии.

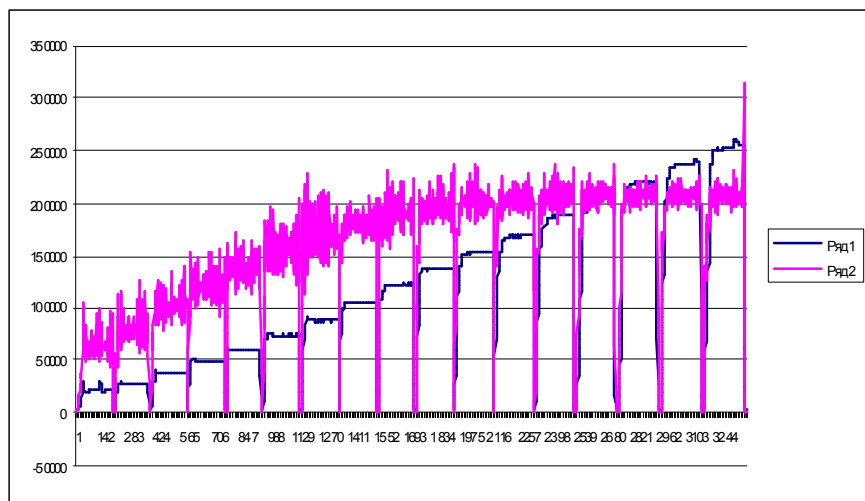


Рис.2 Относительная неопределенность измерения для различных толщин контролируемого объекта (мкм) Cu сплав М1 (ряд 2) и анодных напряжений источника излучения кВ (ряд 1)

Анодное напряжение переключается шагами в динамическом режиме после набора заданного числа измерений. Подобный подход позволил получить высокую повторяемость результатов измерений и упростить процедуру калибровки толщиномеров, сведя ее к корректировке передаточной функции рентгеновского толщиномера. Внешний вид одного из дисков с калибровочными образцами представлен на рис.3.).



Рис.3 Диск (титан) с медными калибровочными образцами.

**Список литературы:** 1. Клюев В.В. «Не разрушающий контроль» 1 том, изд. «Машиностроение» 2008г. 2. Патент №2312306, БИ№,20.05.2007 Рентгеновский способ определения параметров изделия. Артемьев Б.В., Маслов А.И., Созонтов А.А., Запускалов В.Г., Ролик В.А., Евилин Г.В 3. Патент №2297595, БИ№,20.04.2007 Рентгеновское устройство контроля толщины и химического состава материала проката. Маслов А.И., Созонтов А.А., Лукьяненко Э.А., Запускалов В.Г. 4. Артемьев В.Б. «Рентгеновская толщинометрия металлов» Изд. Машиностроение 2002г.



**Н.Ф. ХОРЛО**, ОАО «ПТП «Укрэнергочермет»  
**В.Н. ГОРБЕНКО**, КП «Харьковские тепловые сети»  
**К.Л. НОЗДРАЧОВА**, аспирант каф. ПМНК НТУ «ХП»

**ТРЕБОВАНИЯ СТАНДАРТОВ ЕВРОПЕЙСКОГО СОЮЗА К НЕРАЗРУШАЮЩЕМУ УЛЬТРАЗВУКОВОМУ КОНТРОЛЮ СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ.**

У статті розглянуті основні вимоги, запропоновані європейськими нормативними документами до оцінки якості зварних з'єднань при проведенні ультразвукового контролю металевих виробів і конструкцій. Порівнюються рівні якості зварних з'єднань за нормами національних галузевих (відомчих) нормативних документів і стандартів країн ЄС.

In article the basic requirements shown by the European standard documents to an estimation of quality of welds at carrying out of ultrasonic test of metal products and designs are considered. Levels of acceptance of welds on norms of national branch (departmental) standard documents and standards of the EU countries are compared.

Рост промышленного производства в Украине, имеющий тенденцию в последнее время, одновременно сопровождается и ростом заинтересованности отечественных производителей промышленной продукции к нормам качества продукции, принятым в странах Европейского Союза (ЕС). Основной причиной этого явления является неизбежный процесс интеграции экономики нашей страны с мировой экономикой. Для обеспечения высокой конкурентоспособности продукции отечественных производителей на мировых рынках, в первую очередь необходимо гарантировать соответствие продукции, производимой на предприятиях Украины, высоким стандартам качества. Страны ЕС, являясь одновременно привлекательным рынком для отечественной промышленности, предъявляют наиболее высокие мировые требования к качеству промышленной продукции. В данной публикации рассмотрены основные требования, предъявляемые европейскими нормативными документами к оценке качества сварных соединений при проведении ультразвукового испытания металлических изделий и конструкций.

**Основные положения стандартов стран ЕС, устанавливающих требования к качеству сварных соединений**

Разработку и внедрение европейских норм (стандартов EN) в странах ЕС уполномочен осуществлять Европейский комитет по стандартизации (CEN). В структуру CEN входит несколько Технических комитетов (TC), каждый из них специализируется в определённой технической области. Разработку стандартов, устанавливающих требования к качеству сварных соединений, осуществляет технический комитет CEN TC 121 «Сварные соединения» и CEN TC

138 «Не разрушающий контроль». Нормативная база стандартов EN в области неразрушающего контроля качества продукции содержит несколько типов нормативных документов, формирующих единое нормативно-правовое поле регламентируемых требований (рис. 1).



Рисунок 1

Структура базы нормативных документов по неразрушающим методам контроля, принятая в странах ЕС

Перечень основных нормативных документов ЕС, регламентирующих применение ручного ультразвукового неразрушающего контроля (УТ) эхо-методом при оценке качества сварных соединений приведён в таблице 1. Данный перечень не содержит требований к конкретным

промышленным изделиям – трубам, сосудам под давлением, и т.п. а ограничивается рассмотрением общих требований к сварным соединениям.

Таблица 1

Шифр НД	Наименование
<b>Общие стандарты по методу НК.</b>	
EN 1330-1	Не разрушающий контроль. Терминология. Часть 1. Общие понятия.
EN 1330-2	Не разрушающий контроль. Терминология. Часть 2. Термины, использующиеся во всех методах неразрушающего контроля.
EN 1330-4	Не разрушающий контроль. Терминология. Часть 4. Термины, использующиеся в ультразвуковом контроле.
<b>Системные стандарты по квалификации персонала НК и компетентности лабораторий.</b>	
EN 473	Не разрушающий контроль, квалификация и сертификация персонала в области неразрушающего контроля. Основные требования.
EN ISO/IEC 17025	Общие требования к компетентности испытательных и калибровочных лабораторий

Продолжение таблицы 1

<b>Общие стандарты к объекту контроля (ТУ поставки оборудования).</b>	
EN ISO 6520-1	Сварка и сопутствующие процессы. Классификация геометрических несоответствий металлических материалов. Часть 1. Сварка плавлением.
EN 12062	Неразрушающий контроль сварных соединений. Общие правила для металлических материалов. Уровни приёмки.
EN ISO 5817	Сварные швы сваркой плавлением на стали, никеле, титане и их сплавах (кроме сварки лазером). Уровни качества несоответствий.
<b>Стандарты по технологии применения метода НК на объекте контроля.</b>	
EN 1713	Неразрушающий контроль сварных соединений. Ультразвуковой контроль. Характеристика индикаций сварных швов.
EN 1714	Неразрушающий контроль сварных соединений. Ультразвуковой контроль сварных соединений.
<b>Стандарты по оценке качества объекта контроля методом НК.</b>	
EN 1712	Неразрушающий контроль сварных соединений. Ультразвуковой контроль сварных соединений. Уровни приёмки.
<b>Стандарты по методу НК, приборам, основному и вспомогательному оборудованию и т.д.</b>	
EN 583-1	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Часть 1. Общие положения.
EN 583-2	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Часть 2. Регулировка чувствительности и определения расстояния.
EN 583-3	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Часть 3. Метод прозвучивания ультразвуком.
EN 583-4	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Часть 4. Контроль неоднородностей вертикально к поверхности.
EN 583-5	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Часть 5. Описание и определение величин неоднородностей.
EN 12223	Неразрушающий контроль. Ультразвуковой контроль. Спецификация калибровочного блока № 1.
EN 27963	Сварные соединения в стали. Калибровочный блок № 2 для ультразвукового контроля сварных соединений.
EN 12668-1	Неразрушающий контроль. Характеристика и верификация испытательного оборудования для ультразвукового контроля. Часть 1. Приборы.
EN 12668-2	Неразрушающий контроль. Характеристика и верификация испытательного оборудования для ультразвукового контроля. Часть 2. Преобразователи.
EN 12668-3	Неразрушающий контроль. Характеристика и верификация испытательного оборудования для ультразвукового контроля. Часть 3. Комбинированное оборудование.

Определение уровня приёмки сварного соединения по результатам неразрушающего контроля UT методом производится следующим образом. Стандарт EN ISO 5817 устанавливает уровни оценки качества сварных соединений – «В», «С», «D». На основании уровней оценки, стандарт EN 12062 устанавливает соответствующий класс контроля и уровень приёмки для метода неразрушающего контроля. Соответствия, которые стандарт устанавливает для UT метода, приведены в таблице 2.

Таблица 2

Таблица А.6 Ультразвуковой контроль ферромагнитных сталей (UT)		
EN 12062/A1: 2002		
Уровни качества согласно EN 25817 или EN 30042	Способ и класс контроля согласно EN 1714 <sup>a</sup>	Уровни приёмки согласно с EN 1712
B	минимум B	2
C	минимум A	3
D	класс контроля не применим <sup>b</sup>	класс контроля не применим <sup>b</sup>

<sup>a</sup> – если по соглашению сторон необходимо определять характеристики неоднородностей, необходимо выполнять контроль согласно EN 1713  
<sup>b</sup> – ультразвуковой контроль не рекомендован, но может быть применён по соглашению сторон (в этом случае руководствуются аналогичными требованиями как у оценочной группы C)

Примечание: в настоящее время стандарт EN 25817: 1992 заменён стандартом EN ISO 5817: 2003

Таким образом, стандарт EN 12062 устанавливает однозначное соответствие между тремя основными категориями: требованием к качеству промышленного объекта контроля в целом – технологией контроля данного объекта UT методом – уровнем приёмки объекта по результатам контроля. Такого четкого и структурированного подхода к применению и проведению контроля UT методом, к сожалению, не содержат отечественные отраслевые нормативно-технические документы.



Риснок 2

Кроме того, стандарт устанавливает следующую классификацию индикаций (несоответствий) в сварных соединениях (рис. 2)

Исключим рассмотрение в данной публикации вопросов технологии контроля UT методом (стандарты EN 1713 и EN 1714) в связи со значительным объемом данной темы и рассмотрим более подробно приёмку индикаций в соответствии с требованиями стандарта EN 1712. Область

действия стандарта ограничивается диапазоном толщин сварных соединений от 8 до 100 мм (стандарт допускает возможность его применения и для толщин свыше 100 мм при соблюдении определённых условий).

В соответствии с требованиями данного стандарта, настройка уровня чувствительности ультразвукового контроля выполняется одним из трёх методов:

- метод 1: с помощью бокового цилиндрического отверстия с  $d=3$  мм;
- метод 2: при помощи АРД-диаграмм;
- метод 3: при угле ввода ультразвукового преобразователя  $\alpha \geq 70^\circ$  и диапазоне толщин  $8 \leq t < 15$  можно использовать прямоугольный паз глубиной 1 мм.

Метод 1 и 3 предусматривает построение кривых зависимости амплитуды эхо-сигналов от одинаковых отражателей, расположенных на разных глубинах, т.н. кривые ВРЧ (временная регулировка чувствительности) или, соответственно европейской терминологии, DAC-кривые (distance amplitude correction curve). Метод 2 является более универсальным, т.к. предусматривает настройку уровня чувствительности по диаграмме зависимости амплитуды отражённого сигнала от глубины залегания индикации с учётом ее размера, т.н. АРД-диаграмма (амплитуда-расстояние-диаметр) или согласно европейской терминологии DGS диаграмма (distance-gain-size diagram). На рисунке 3 отображены основные параметры контроля и настройка чувствительности для оценивания индикаций по методу 2 при контроле пьезоэлектрическими преобразователями, возбуждающими поперечную ультразвуковую волну.

Как можем видеть из приведенной блок-схемы, опорный уровень чувствительности устанавливается с использованием калибровочных образцов с дисковыми (плоскодонными) отражателями с диаметром отражающей поверхности  $D_{DSR}=1,0 \pm 3,0$  мм. Отличительной особенностью технологии оценки индикаций является то, что их оценивание и регистрация проводятся при различных значениях настройки чувствительности. Приёмка (отбраковка) индикаций (для метода 2) проводится с помощью графиков и таблиц, приведенных на рисунке 4. Как следует из таблицы 2, в зависимости от выбранного в соответствии с EN ISO 5817 уровня качества уровень приёмки индикаций по EN 1712 может быть 2 и 3. Анализ (рис. 4) показывает, что эти уровни не отличаются значением относительной амплитуды уровня приёмки, а различны только в уровнях регистрации. Кроме того, одним из существенных отличий приёмки индикаций по EN 1712 от отечественных отраслевых нормативных требований [3, 4], является

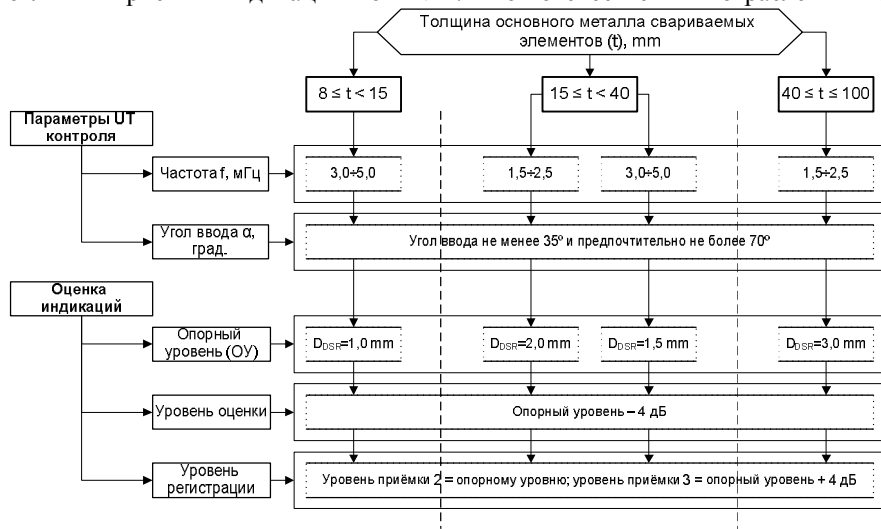


Рисунок 3

Настройка чувствительности ультразвукового контроля по методу 2 (метод АРД диаграмм) и оценка индикаций в соответствии с EN 1712

дифференцированный подход к

отбраковке индикаций по амплитуде эхо-сигнала в зависимости от её протяжённости.

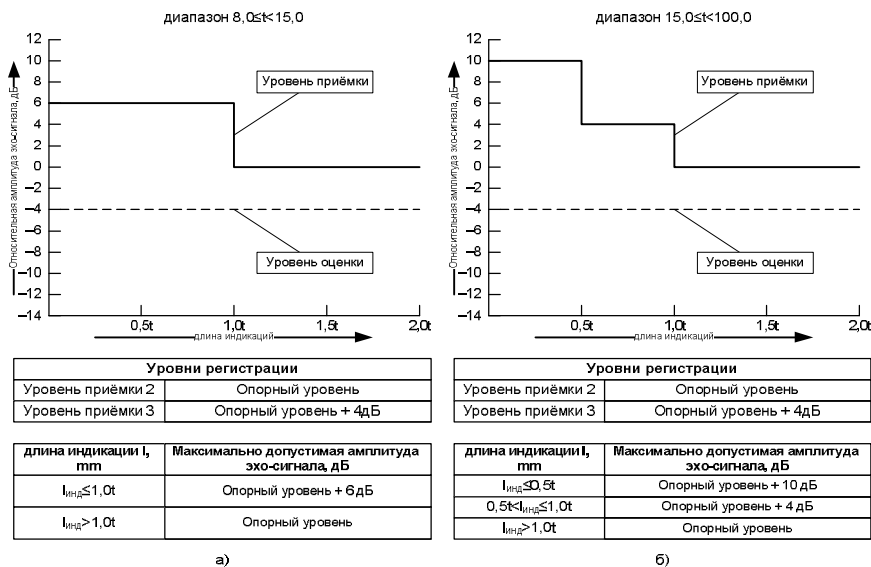


Рисунок 4

Уровни приёмки 2 и 3 при настройке чувствительности по методу 2 (АРД диаграмм) в соответствии с EN 1712

Далее рассмотрим вопрос, каким образом осуществляется приёмка индикаций сварных соединений уже не по критерию амплитуды эхо-сигнала, а по их протяжённости, типу, месторасположению и направлению в сварном шве. Таблица 3 содержит основные критерии приёмки всех типов протяжённых индикаций в сварных соединениях.

Таблица 3

Тип индикации	Максимально допустимые параметры индикаций	Примечания
Продольные индикации	не превышающие значений согласно рис. 4	в диапазоне $8,0 \leq t < 15,0$ необходим повторный контроль при $l_{инд} > 1,0t$ , при других значениях толщины $l_{инд} > 0,5t$ или $> 20$ mm, в зависимости что больше; каждая индикация проверяется повторно не менее чем одним ПЭП с отличным (не менее чем на $10^\circ$ ) углом ввода УЗ волны.
Поперечные индикации	не превышающие значений согласно рис. 4; плоскостные – не более 3 изолированных индикаций ( $l_{инд} < 10,0$ mm) на 1 метр сварного шва.	необходим повторный контроль при амплитуде эхо-сигналов от дефектов $A_{деф} \geq УО$ (уровень оценки); применяется UT или RT метод для определения характера дефекта.
Линейно протяжённые и сгруппированные индикации	$\Sigma l_{инд}$ не должна превышать значений согласно выбранному уровню приёмки (рис. 4); соседние сгруппированные индикации с расстояниями $dy$ и $dz > 10$ mm не приемлемы.	см. рисунок 5
Суммарная длина допустимых индикаций	максимальная суммарная длина допустимых индикаций $\Sigma l < 20\%$ длины для уровня приёмки 2 и 30% для уровня приёмки 3 на каком либо участке сварного шва протяженностью $6t$	–

Необходимо обратить внимание, что стандарт EN 1712 регламентирует необходимость оценивания выявленных протяжённых индикаций как «продольные» или как «поперечные». Если нет возможности чётко различить протяжённую индикацию как продольную или поперечную, необходимо её классифицировать как поперечную, в том случае, если амплитуда эхо-сигнала при контроле индикации как поперечный дефект превышает амплитуду эхо-сигнала при контроле индикации как продольный дефект на  $\geq 2$  дБ. Стандарт предусматривает, что в спецификации на контроль (по договоренности между Заказчиком и Подрядчиком промышленного оборудования) может быть установлено дополнительное требование по определению типа выявленных индикаций. В этом случае

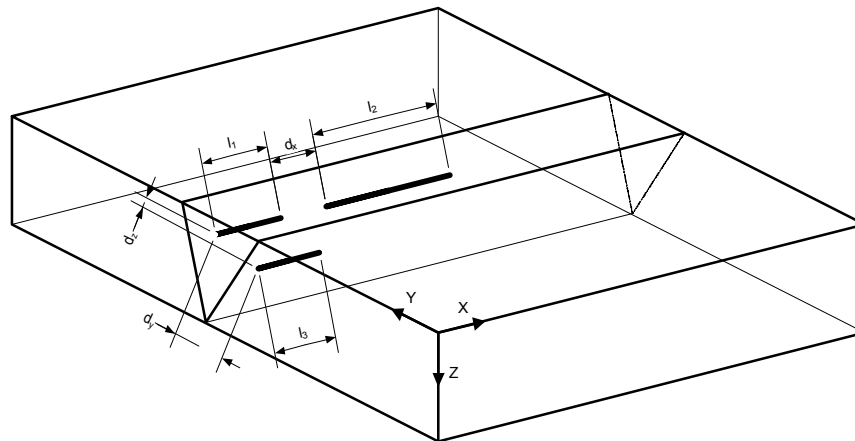


характеристика «плоскостная индикация» может быть использована как первый признак для оценки индикации как допустимая или недопустимая.

Линейно протяжённые и сгруппированные индикации должны рассматриваться как непрерывные, если они разделены расстоянием  $d_x$  меньшим, чем удвоенная ( $2l_{\text{max.инд.}}$ ) длина самой длинной индикации (рис. 5). Суммарная длина  $\Sigma l_{\text{инд}}$  сгруппированной индикации оценивается в соответствии с установленным уровнем приёмки. Необходимо учитывать, что сгруппированные линейные индикации должны удовлетворять следующим требованиям –  $d_y \leq 5,0$  мм, и  $d_z \leq 5,0$  мм. Сгруппированные таким образом индикации нельзя объединять с последующими индикациями, т.е. группируются только отдельные индикации. После группирования, любые зарегистрированные и принятые таким образом индикации, расположенные рядом (в одном и том же поперечном сечении) и на равной глубине ( $d_z \leq 5,0$  мм) должны отделяться расстоянием  $d_y > 10,0$  мм. Аналогично, индикации, расположенные в одном и том же продольном (латеральном) положении ( $d_y \leq 5,0$  мм) должны быть отделены расстоянием  $d_z > 10,0$  мм.

Соседние меньшими  $d_z$  недопустимы.

На любом соединении суммарная длина допустимых амплитудой эхо-уровня уровня приёмки 2 превышать 20% уровня приёмки 3 30%.



индикации с расстояниями  $d_y$  и

участке сварного длиной равной  $b$ , отдельно индикаций с сигнала выше регистрации для не должна этой длины, для – соответственно

Рисунок 5

Геометрические конфигурации для сгруппированных индикаций

### **Сравнительный анализ требований к качеству сварных соединений стандартов стран ЕС и отраслевых нормативных документов Украины**

На основании ранее изложенного, можно сделать вывод, что в системе европейских норм и стандартов оценка соответствия промышленной продукции устанавливается по уровням качества, установленных для отдельных видов изделий. При этом необходимо особо подчеркнуть, что уровни приёмки в соответствии с EN 12062, установленные в зависимости от уровня качества на продукцию, в конечном счёте, имеют одинаковые требования к предельным браковочным критериям как по амплитуде, так и по протяжённости индикаций. Основное их отличие – различные уровни регистрации обнаруженных индикаций, которые, в основном оказывают влияние на оценивание параметров протяжённых индикаций и повышают надёжность и достоверность контроля в целом.

В системе национальных норм и стандартов браковочные критерии оценки качества (амплитуда эхо-сигнала и протяжённость дефектов) сварных соединений отдельных видов промышленной продукции устанавливается в зависимости от её принадлежности к отраслевым промышленным объектам. Такую зависимость национальные нормативные документы унаследовали от прежних, времен СССР, методов управления промышленностью через многоотраслевую систему министерств и ведомств.

В настоящее время в области неразрушающего контроля при разработке новых национальных нормативных документов остаётся прежней тенденция к сохранению различий норм оценки качества продукции, в зависимости от принадлежности объекта контроля к определённой отрасли промышленности. В подтверждение этого, в качестве примера рассмотрим требования к оценке качества сварных соединений отраслевых нормативных документов:

- ✓ ГСТУ 3-037-2003 Посудини та апарати, що працюють під тиском. Методика ультразвукового контролю зварних з'єднань.
- ✓ СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302:2005 Ультразвуковий контроль зварних з'єднань елементів котлів, трубопроводів і посудин. Настанова.

Оба документа сравнительно недавно разработаны и введены в действие Министерством промышленной политики Украины (ГСТУ 3-037-2003) и Министерством топлива и энергетики Украины (СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302:2005). Таблица 4 содержит в себе основные параметры ультразвукового контроля сварных соединений, регламентированные данными нормативными документами.

Как видим, в диапазоне толщин  $h$  от 2,0 до 250,0 мм совпадение браковочного уровня наблюдается всего лишь в интервале от 6,0 до 7,0 мм. При этом наглядно видно, что разница в браковочных  $S_{\text{кв}}$ , достаточно значительна (в % соотношении в пределах  $\pm 50\%$ ), для того, чтобы констатировать факт существенного различия уровней оценки качества сварных соединений в данных отраслях. Необходимо также упомянуть, что ведомственные и отраслевые национальные нормативные документы имеют различия не только в критериях оценки качества объектов контроля, но и характеризуются различным подходом к технологии проведения ультразвукового контроля. В основном это выражается в использовании различных способов настройки предельной чувствительности ультразвукового дефектоскопа и применении стандартных (калибровочных) образцов с различными типами искусственных отражателей.

Таблица 4

№ п/п	Толщина h, мм	ГСТУ 3-037-2003 (1)			СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302: 2005 (2)			Совпадение норм	$S_{\text{экр}}(1) - S_{\text{экр}}(2) =$ , мм <sup>2</sup>
		Параметры контроля			Параметры контроля				
		Частота f, МГц	Угол ввода α, град.	Уровень приёмки $S_{\text{экр}}$ , мм <sup>2</sup>	Частота f, МГц	Угол ввода α, град.	Уровень приёмки $S_{\text{экр}}$ , мм <sup>2</sup>		
1	2÷3	-	-	-	4,0÷10,0	70÷75	<b>0,6</b>	-	-
2	4÷5	5,0	70÷74	<b>0,9</b>	4,0÷10,0	70÷75	<b>0,6</b>	-	0,3
3	6,0	5,0	70÷74	<b>1,2</b>	4,0÷10,0	70÷75	<b>1,2</b>	+	0,0
4	7,0	5,0	70	<b>1,2</b>	4,0÷10,0	70÷75	<b>1,2</b>	+	0,0
5	8,0	5,0	70	<b>1,6</b>	4,0÷10,0	70÷75	<b>1,2</b>	-	0,4
6	9÷11	5,0	70	<b>1,6</b>	2,0÷5,0	65÷72	<b>2,5</b>	-	-0,9
7	12,0	5,0	70	<b>2,0</b>	2,0÷5,0	65÷72	<b>2,5</b>	-	-0,5
8	13,0	5,0	70	<b>2,0</b>	2,0÷5,0	60÷70	<b>3,5</b>	-	-1,5
9	14,0	2,5	65	<b>2,0</b>	2,0÷5,0	60÷70	<b>3,5</b>	-	-1,5
10	15÷18	2,5	65	<b>2,0</b>	2,0÷5,0	60÷70	<b>5,0</b>	-	-3,0
11	19,0	2,5	50÷65	<b>2,0</b>	2,0÷5,0	60÷70	<b>5,0</b>	-	-3,0
12	20,0	2,5	50÷65	<b>3,0</b>	2,0÷5,0	60÷70	<b>5,0</b>	-	-2,0
13	21÷29	2,5	50÷65	<b>3,0</b>	2,0÷5,0	45÷65	<b>7,0</b>	-	-4,0
14	30÷40	2,5	50÷65	<b>5,0</b>	2,0÷5,0	45÷65	<b>7,0</b>	-	-2,0
15	40÷60	2,5	50÷65	<b>7,0</b>	1,0÷2,5	40÷65	<b>10,0</b>	-	-3,0
16	60÷65	2,5	50	<b>7,0</b>	1,0÷2,5	40÷65	<b>10,0</b>	-	-3,0
17	65÷80	2,5	50	<b>7,0</b>	1,0÷2,0	45÷65	<b>15,0</b>	-	-8,0
18	80÷90	2,5	50	<b>7,0</b>	1,0÷2,0	45÷65	<b>20,0</b>	-	-13,0
19	90÷110	2,5	50	<b>7,0</b>	1,0÷2,0	45÷65	<b>20,0</b>	-	-13,0
20	110÷150	2,5	50	<b>10,0</b>	1,0÷2,0	45÷65	<b>20,0</b>	-	-10,0
21	150÷160	1,0÷2,0	40	<b>10,0</b>	1,0÷2,0	45÷65	<b>20,0</b>	-	-10,0
22	160÷200	1,0÷2,0	40	<b>10,0</b>	-	-	-	-	-
23	200÷250	1,0÷2,0	40	<b>10 (20)*</b>	-	-	-	-	-

\* - разные требования нормативных документов отрасли – ОСТ 24.201.03 и ГСТУ 3-17-191 (), соответственно.

Теперь проанализируем соотношение национальных отраслевых норм с нормами оценки качества сварных соединений, регламентированные стандартами Европейского Союза. Для наглядности сравнения приведём браковочные критерии к единой форме представления, используя формулу поправки (в дБ) к настройке чувствительности через эквивалентную площадь отражателя ( $S_{\text{экр}}$ , мм<sup>2</sup>) в соответствии с п. 5.5.6. по СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302:2005.

$$\Delta A = 20 \cdot \lg S_{\text{оп}} / S_{\text{пр}} \quad (1)$$

где:  $\Delta A$  – поправка чувствительности УЗ дефектоскопа [дБ];  $S_{\text{оп}}$  – эквивалентная площадь опорного отражателя [мм<sup>2</sup>];  $S_{\text{пр}}$  – эквивалентная площадь уровня приёмки сварного соединения [мм<sup>2</sup>].

Приведём, согласно п. 9.17 по ГСТУ 3-037-2003, формулу (1) к виду:

$$S_{\text{пр}} = S_{\text{оп}} / 10^{\Delta A / 20} \quad (1a)$$

Следовательно, подставляя в формулу (1a) значение эквивалентной площади опорного отражателя (рис. 3) и поправку (рис. 4) для определения максимально допустимой амплитуды эхо-сигнала: +6дБ для диапазона толщин  $8,0 \leq t < 15,0$  мм или +10дБ для диапазона толщин  $15,0 \leq t < 100,0$  мм, мы получаем значение эквивалентной браковочной площади для уровня приёмки согласно норм стандарта EN 1712. Сводная таблица 5 содержит в себе уровни приёмки национальных отраслевых документов и стандарта ЕС.

Таблица 5

№ п/п	Толщина h (t), мм	ГСТУ 3-037-2003		СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302: 2005		EN 1712/A1:2003	
		Частота f, МГц	Уровень приёмки $S_{\text{экр}}$ , мм <sup>2</sup>	Частота f, МГц	Уровень приёмки $S_{\text{экр}}$ , мм <sup>2</sup>	Частота f, МГц	Уровень приёмки $S_{\text{экр}}$ , мм <sup>2</sup>
1	8,0	5,0	1,6	4,0÷10,0	1,2	4,0	1,57
2	9,0	5,0	1,6	2,0÷5,0	2,5	4,0	1,57
3	10,0	5,0	1,6	2,0÷5,0	2,5	4,0	1,57
4	11,0	5,0	1,6	2,0÷5,0	2,5	4,0	1,57

Продолжение таблицы 5

5	12,0	5,0	2,0	2,0÷5,0	2,5	4,0	1,57
6	13,0	5,0	2,0	2,0÷5,0	3,5	4,0	1,57
7	14,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	3,5	4,0	1,57
8	15,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
9	16,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
10	17,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
11	18,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
12	19,0	2,5	2,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
13	20,0	2,5	3,0	2,0÷5,0	5,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
14	21÷29	2,5	3,0	2,0÷5,0	7,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
15	30÷40	2,5	5,0	2,0÷5,0	7,0	2,0	9,94
						4,0	5,59
16	40÷65	2,5	7,0	1,0÷2,5	10,0	2,0	22,35
17	65÷80	2,5	7,0	1,0÷2,0	15,0	2,0	22,35
18	80÷90	2,5	7,0	1,0÷2,0	20,0	2,0	22,35
19	90÷100	2,5	7,0	1,0÷2,0	20,0	2,0	22,35

Как видим, данная таблица содержит неоднозначность в уровне приёмки сварных соединений в соответствии с EN 1712 в диапазоне толщин  $15,0 \leq t < 40,0$  мм, что обусловлено неодинаковыми опорными уровнями при проведении контроля с использованием пьезоэлектрических преобразователей с различной рабочей частотой. Объяснением данной неоднозначности может быть различие в свойствах ультразвуковых волн, например, в длине волны, в диаграммах направленности ПЭП с более низкими (2 МГц) и более высокими (4 МГц) рабочими частотами и т.п., а следовательно, при внешнем неравенстве значений эквивалентной браковочной площади, их реальная чувствительность к обнаружению отражателей одинакового геометрического размера будет практически тождественна.

Для большей наглядности сравнения уровней приёмки, результаты, приведённые в таблице 5, отображены на графике рисунка 6.

Из графика распределения уровней приёмки можно видеть, что в области малых толщин, в диапазоне  $8,0 \leq t < 15,0$  мм нормы EN 1712/A1:2003 практически совпадают с требованиями ГСТУ 3-037-2003, в области средних толщин, в диапазоне  $15,0 \leq t < 40,0$  мм – в начале диапазона с СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302: 2005, в конце диапазона с ГСТУ 3-037-2003, и в области больших толщин, в диапазоне  $40,0 \leq t < 100,0$  мм – в конце диапазона с СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302: 2005. Общая же тенденция проявляется в том, что при малой толщине (до 15 мм) сварных соединений оценка непротяжённых индикаций по европейским нормам «жестче», при больших толщинах «мягче» требования национальных отраслевых НД.

Необходимо сказать, что приведённый выше сравнительный анализ отражает только уровни приёмки единичных (непротяжённых) индикаций, выявленных по результатам ультразвукового контроля. Для полного и объективного сравнения норм необходимо учитывать и такой немаловажный критерий оценки качества сварных соединений как протяжённость индикаций. В этом плане требования EN 1712 (при  $I_{инд} > 1,0t$  уровни приёмки равны опорному уровню) гораздо выше национальных [3, 4] норм.

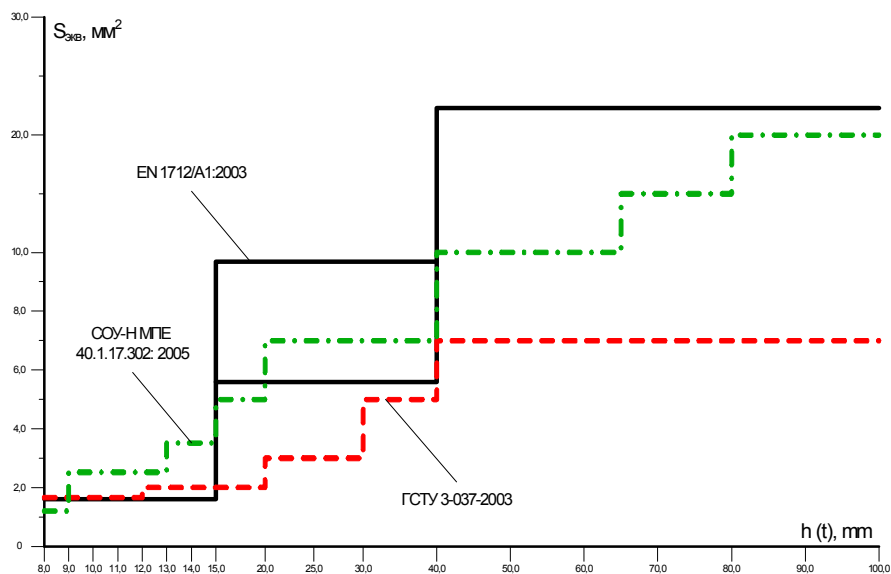


Рисунок 6  
Уровни приёмки сварных соединений в соответствии с требованиями отраслевых национальных и европейских нормативных документов.

### Выводы.

1. Нормативная база документов ЕС в области неразрушающего контроля структурирована по типам стандартов и содержит целостную систему требований к организации и проведению неразрушающего ультразвукового метода контроля.

2. Область применения конкретного метода неразрушающего контроля, требования к технологии (способ и класс контроля) и уровням приёмки строго регламентированы общим для всех методов НК стандартом по контролю сварных соединений (EN 12062).

3. Стандарт EN 1712, регламентирующий уровни приёмки индикаций, кроме того определяет и основные параметры ультразвукового контроля, диапазоны толщин сварных соединений в которых применим ультразвуковой контроль, методы настройки чувствительности и алгоритмы оценки индикаций.

4. Основные достоинства настройки чувствительности ультразвукового контроля по EN 1712 – возможность применения трёх альтернативных способов настройки, их технологическая доступность, высокая достоверность и повторяемость контроля, экономическая рентабельность.

5. Оценка индикаций согласно требований EN 1712, проводится при дифференцированном уровне приёмки индикаций, в зависимости от их протяжённости. Данный подход является новаторским по отношению к методологии приёмки сварных соединений по требованиям национальных нормативных документов.

6. Сравнение уровней приёмки сварных соединений по нормам национальных отраслевых (ведомственных) нормативных документов и стандартов стран ЕС даёт основание к выводу, что требования европейских стандартов к качеству по совокупности критериев более высокие.

**Перечень литературы и ссылки:** 1. EN 12062/A1: 2002 Non-destructive testing of welds - General rules for metallic materials; German version EN 12062:1997 + A1:2002 / European Standard / 01-Sep-2002 / 20 pages. Неразрушающий контроль сварных соединений. Общие правила для металлических материалов. Уровни приёмки. / Европейский стандарт / 01.09.2002 / 20 страниц. 2. EN 1712/A1:2003 Non-destructive testing of welds - Ultrasonic testing of welded joints - Acceptance levels; German version EN 1712:1997 + A1:2002. / European Standard / 01-Sep-2002 / 14 pages. Неразрушающий контроль сварных соединений. Ультразвуковой контроль сварных соединений. Уровни приёмки. / Европейский стандарт / 01.09.2002 / 14 страниц. 3. ГСТУ 3-037-2003 Посудини та апарати, що працюють під тиском. Методика ультразвукового контролю зварних з'єднань. Київ: Міністерство промислової політики України, 2003 р. 104 с. 4. СОУ-Н МПЕ 40.1.17.302:2005 Ультразвуковий контроль зварних з'єднань елементів котлів, трубопроводів і посудин. Настанова. – Київ: Видавництво ОЕП «ГРІФРЕ», 2005 р. 213 с. 5. <http://www.cen.eu> Официальный интернет-сайт Европейского комитета по стандартизации (CEN, the European Committee for Standardization).

**В.В. ВОЛОХІН**, аспірант НТУ „ХПІ”

## ВИЗНАЧЕННЯ ДОБРОТНОСТІ БІКОНІЧНОГО РЕЗОНАТОРА

Стаття присвячена обґрунтуванню вибору засобів реєстрації ожеледно-паморозевих утворень на лініях електропередач. Запропоновано використовувати в якості датчика виявлення ожеледі об'ємний резонатор надвисокої частоти. Отримано вираз для розрахунку добротності біконічного резонатора для виконання вимірювань.

The article is devoted to a substantiation of a choice of registration means for glaze and rime formations on electric mains. It is offered to use the volumetric ultrahigh frequency resonator as the glaze detection sensor.

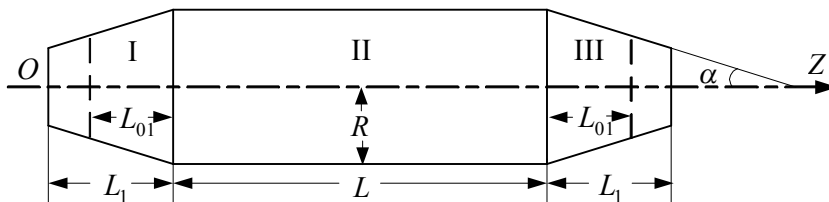
Відкладення на проводах повітряних ліній (ПЛ) електропередач у вигляді ожеледі, мокрого снігу з наступним його замерзанням є одним з найбільш важких природних факторів, що приводять до перебоїв в енергопостачанні, втрапам матеріальних і фінансових ресурсів в Україні.

На жаль, аналіз стану організації розробок і впровадження нових ефективних способів боротьби з ожеледно-паморозевими утвореннями (ОПУ) на сьогодні в Україні показав, що галузь не використовує наявні нарботки в цій галузі.

Фактично повністю відсутня відомча служба оперативного й прогнозного моніторингу метеорологічних параметрів навколишнього середовища, що виключає впровадження автоматизованої підсистеми оперативного керування в умовах появи ОПУ, а це, у свою чергу, значно знижує ефективність попереджувальних заходів, включаючи плавку на проводах ПЛ всіх класів напруги.

Слід відзначити, що метеорологічні прогнози не завжди є досить надійними, оскільки пов'язані з імовірнісними методами. Крім того, ці прогнози можуть давати суттєву похибку в часі, що теж неприпустимо. Більш правильно, з оперативної точки зору, використання метеорологічних прогнозів разом із технічними системами, котрі ведуть постійний контроль за станом ліній електропередач на різних ділянках [1,2].

З огляду на те, що наближення моменту льодоутворення пов'язане із певною концентрацією вологи в повітрі і його температурою, а це, у свою чергу, безпосередньо пов'язано з електрофізичними характеристиками повітря, можливе використання резонансних пристроїв, параметри яких прямо пов'язані із цими характеристиками. У [3]



пропонується використовувати резонатори зі змінним перетином з метою безперервного контролю над станом атмосферного повітря. Це дозволяє зробити їхні торці відкритими й, тим самим, підвищити добротність резонаторів, а також зробити їх більш технологічними із

практичної точки зору. Проведемо розв'язання задачі по знаходженню виразу для розрахунку добротності біконічного резонатора, тобто резонатора, центральна частина якого є циліндром, а торці – усіченими конусами (рис. 1).

Рисунок 1 – Схематичне зображення біконічного резонатора

Величина добротності резонатора визначається виразом [4]

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_n}{P_{вт}}, \quad (1)$$

де  $\omega_0$  – кругова резонансна частота;  $W_n$  – накопичена в резонаторі енергія;  $P_{вт}$  – середня потужність втрат ( яка розсіюється в резонаторі).

Енергія, накопичена в середині резонатора, стала й дорівнює сумі енергій електричного та магнітного полів. Виберемо момент, коли магнітне поле проходить через максимум і, отже, коли електричне поле в резонаторі дорівнює нулю. При цьому накопичена енергія виражається через амплітуду напруженість магнітного поля  $H$  у вигляді

$$W_n = \int_V \frac{\mu_1 \mu_0 |\vec{H}|^2}{2} dV, \quad (2)$$

де  $V$  – об'єм резонатора,  $\mu_1$  – відносна магнітна проникність діелектрика, що заповнює резонатор.

Розсіювання енергії при заповненні діелектриком без втрат пов'язане лише зі джоулевими втратами в стінках резонатора. Опір одиниці поверхні стінок з урахуванням поверхневого ефекту дорівнює:

$$R_{\text{нов}} = \frac{1}{\sigma_{\text{ст}} \delta},$$

де  $\sigma_{\text{ст}}$  – питома активна провідність матеріалу стінок,  $\delta$  – глибина проникнення поля в стінку.

Середнє за період значення потужності теплових втрат знаходиться інтегруванням по всій внутрішній поверхні  $S$  стінок резонатора:

$$P_{\text{вт}} = \int_S \frac{1}{2} |\vec{J}|^2 R_{\text{нов}} dS, \quad (3)$$

де  $|\vec{J}|$  – модуль амплітуди поверхневої густини струму в стінках. Замість  $|\vec{J}|$  в останньому виразі можна підставити модуль амплітуди тангенціальної складової високочастотного магнітного поля  $|\vec{H}_t|$  біля стінок резонатора. А також, для спрощення, виразимо активну провідність стінок  $\sigma_{\text{ст}}$  через товщину поверхневого шару  $\delta$ .

$$\sigma_{\text{ст}} = \frac{2}{\delta^2 \omega \mu_{\text{ст}} \mu_0},$$

де  $\mu_{\text{ст}}$  – відносна магнітна проникність матеріалу, з якого виготовлені стінки резонатора.

Таким чином, власна добротність резонатора по (1) з урахуванням (2) і (3) визначається рівнянням

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\mu_1}{\mu_{\text{ст}}} \cdot \frac{\int_V |\vec{H}|^2 dV}{\int_S |\vec{H}_t|^2 dS}. \quad (4)$$

З огляду на те, що резонатор складається із трьох різних ділянок, необхідно кожний з інтегралів в (4) представити у вигляді суми трьох інтегралів: одного – по циліндричній ділянці й двох – по конічним [5].

Знайдемо спочатку величину запасеної в резонаторі енергії, тобто, обчислимо інтеграл

$$\int_V |\vec{H}|^2 dV. \quad (5)$$

Для  $E_{010}$  – хвилі (циліндрична частина) інтеграл (5) запишемо у вигляді

$$\int_{V_{\text{н}}} |\vec{H}|^2 dV = \int_{V_{\text{н}}} \left( |\vec{H}_r|^2 + |\vec{H}_\varphi|^2 \right) dV. \quad (6)$$

У циліндричній системі координат (6) буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \iiint_{V_{\text{н}}} \left\{ \frac{2 \beta_{\text{TM}_{01}} \mu'_{01} J_0 \left( \frac{\mu_{01} r}{R} \right)}{\kappa^2_{\text{TM}_{01}} R} \right\} + \\ & + \left[ 2 J_0 \left( \frac{\mu'_{01} r}{2} \right) \right]^2 \left\{ \times \left[ C \cdot v(t_0) \cos \beta_{\text{TM}_{01}} (z - L_1) - \right. \right. \\ & \left. \left. - d \cdot v'(t_0) \sin \beta_{\text{TM}_{01}} (z - L_1) \right]^2 r dr d\varphi dz = \end{aligned} \quad (7)$$



$$\begin{aligned}
&= 4 \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^R \left\{ \left[ \frac{\beta_{\text{TM}_{01}} \mu'_{01} J'_0 \left( \frac{\mu_{01} r}{R} \right)}{\kappa_{\text{TE}_{01}}^2 R} \right]^2 + \left[ J_0 \left( \frac{\mu_{01} r}{2} \right) \right]^2 r dz \times \right. \\
&\times \int_{L_1}^{L+L_1} \frac{\left[ C \cdot v(t_0) \cos \beta_{\text{TM}_{01}} (z - L_1) - d \cdot v'(t_0) \sin \beta_{\text{TM}_{01}} (z - L_1) \right]^2}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} dz. \\
&\text{де } C = \sqrt[4]{-\left( \frac{3L_{01}}{2\beta_{\text{TM}}^2} \right)^3}; \quad d = \sqrt[6]{\frac{2}{3L_{01} \beta_{\text{TM}}^4}}; \quad t_0 = -\left( \frac{3\beta_{\text{TM}} L_{01}}{2} \right)^{\frac{2}{3}}.
\end{aligned}$$

Скориставшись співвідношеннями:  $J_0'^2(z) = J_1^2(z)$  і

$$\int Z_p^2(Ax) x dx = \frac{x^2}{2} \left[ Z_p^2(Ax) - Z_{p-1}(Ax) \right], \quad (8)$$

де  $Z_p^2(Ax)$  – будь-яка циліндрична функція, а також співвідношенням

$$J_{m+2}(v_{mn}) J_m(v_{mn}) = \frac{2(m+1)}{v_{mn}} J_{m+1}(v_{mn}) J_m(v_{mn}) - J_0^2(v_{mn}), \quad (9)$$

остаточно одержимо:

$$\begin{aligned}
\int_{V_{\text{II}}} |\vec{H}|^2 dV &= \frac{4\pi R^2}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \left[ \left( \frac{\beta_{\text{TM}_{01}} \mu'_{01}}{\kappa_{\text{TM}_{01}}^2 R} \right)^2 + 1 \right] J_0^2(\mu'_{01}) \times \\
&\times \left\{ \frac{C^2 v^2(t_0)}{2} \left[ L + \frac{\sin 2\beta_{\text{TM}_{01}} L_1}{2\beta_{\text{TM}_{01}}} - \frac{C \cdot d \cdot v(t_0) v'(t_0)}{\beta_{\text{TM}_{01}}} \sin^2 \beta_{\text{TM}_{01}} L + \right. \right. \\
&\left. \left. + \frac{d^2 [v'(t_0)]^2}{2} \left( L - \frac{\sin 2\beta_{\text{TM}_{01}} L}{2\beta_{\text{TM}_{01}}} \right) \right] \right\}. \quad (10)
\end{aligned}$$

Для розрахунку запасеної енергії в області I будемо вважати, що далі  $L_{01}$  від регулярної частини поле не розповсюджується. Тому початок координат помістимо в цей переріз. Тоді

$$R_1(z) = R - (L_{01} - z) \cdot \text{tg}\alpha. \quad (11)$$

Так як область I розглядається як циліндр зі змінним поперечним перерізом, то  $\int_V |\vec{H}|^2 dV$  обчислюється в циліндричній системі координат, але одна з границь по  $r$  задається виразом (11).

Роблячи заміну змінної –  $r = R - (L_{01} - z) \cdot \text{tg}\alpha$  і використовуючи співвідношення (8) і (9), одержимо

$$W_1 = \frac{4\pi J_0^2(\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \int_0^{L_{01}} [R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha]^2 \times$$

$$\times \left\{ \left[ \frac{\beta_{TM_{01}} \mu_{01}}{\kappa_{TM_{01}}^2 \cdot (R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)} \right] + 1 \right\} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{t_0}{\left(\mu'_{01}\right)^2} v^2(t_0)} \sqrt{\kappa_{TM_{01}}^2 - \frac{\left(\mu'_{01}\right)^2}{(R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)^2}} dz. \quad (12)$$

У виразі (12) інтеграл береться з використанням чисельних методів.

В області III запасена енергія визначається тим же виразом, що й в області I. Таким чином, повна запасена енергія визначається формулою

$$W_H = \frac{4\pi J_0^2(\mu_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \left\{ a^2 \left[ \left( \frac{\beta_{TM_{01}} \mu'_{01}}{\kappa_{TM_{01}}^2 R} \right)^2 + 1 \right] B + 2I_1 \right\}, \quad (13)$$

де

$$B = \left[ \frac{C^2 v^2(t_0)}{2} \left( L - \frac{\sin 2\beta_{TM_{01}} L_1}{2\beta_{TM_{01}}} \right) - \frac{C \cdot d \cdot v(t_0) v'(t_0)}{\beta_{TM_{01}}} \sin^2 \beta_{TM_{01}} L - \right.$$

$$\left. - \frac{d^2 [v'(t_0)]^2}{2} \left( l - \frac{\sin 2\beta_{TM_{01}} L_1}{2\beta_{TM_{01}}} \right) \right], \quad (14)$$

$$I_1 = \int_0^{L_{01}} [R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha]^2 \left\{ \left[ \frac{\beta_{TM_{01}} \mu'_{01}}{\kappa_{TE_{01}}^2 \cdot (R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)} \right]^2 + 1 \right\} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{t_0}{\left(\mu'_{01}\right)^2} v^2(t_0)} \sqrt{\kappa_{TM_{01}}^2 - \frac{\left(\mu'_{01}\right)^2}{(R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)^2}} dz. \quad (15)$$

Для визначення потужності втрат обчислимо інтеграл виду

$$\int_S |\vec{H}_t|^2 dS, \quad (16)$$

який може бути представлений сумою трьох інтегралів по частинам резонатора, при цьому інтеграли по I-ій та III-ій областям будуть однакові. Для циліндричної частини  $\vec{H}_t = H_z$ , отже,

$$\int_{S_{II}} |H_t|^2 dS = 4 \int_{L_1}^{L+L_1} \int_0^{2\pi} \frac{J_0^2(\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \left[ C \cdot v(t_0) \cos \beta_{TM_{01}} (z - L_1) - \right.$$

$$\begin{aligned}
-d \cdot v'(t_0) \sin \beta_{TM_{01}} (z - L_1)]^2 R d\varphi dz = & \frac{8 \pi R J_0^2 (\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \times \\
\times \left[ \frac{C^2 v^2(t_0)}{2} \left( L + \frac{\sin 2 \beta_{TM_{01}} L_1}{2 \beta_{TM_{01}}} \right) - \frac{C d v(t_0) v'(t_0)}{\beta_{TM_{01}}} \sin^2 \beta_{TM_{01}} + \right. \\
& \left. + \frac{d^2 [v'(t_0)]^2}{2} \left( L - \frac{\sin 2 \beta_{TM_{01}} L_1}{2 \beta_{TM_{01}}} \right) \right] = \frac{8 \pi R J_0^2 (\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} B. \quad (17)
\end{aligned}$$

На ділянці I тангенціальна складова магнітного поля біля стінки резонатора визначається складовою  $H_r$  [5,6].

Тому, розташовуючи початок координат на відстані  $L_{01}$  від регулярної частини, одержимо

$$\begin{aligned}
\int_{S_1} |\bar{H}_t|^2 dS = & \int_0^{2\pi} \int_0^{L_{01}} \frac{4 J_0^2 (\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \times \\
& \times \sqrt{\frac{t_0}{\kappa_{TM_{01}}^2 - \frac{(\mu'_{01})^2}{(R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)^2}}} v^2(t_0) dz \times \\
& \times (R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha) d\varphi dz = \frac{8 \pi J_0^2 (\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} \times \\
& \times \int_0^{L_{01}} (R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha) \cdot \sqrt{\frac{t_0}{\kappa_{TM_{01}}^2 - \frac{(\mu'_{01})^2}{(R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)^2}}} v^2(t_0) dz. \quad (18)
\end{aligned}$$

Отже, повна потужність втрат на всій внутрішній поверхні резонатора з урахуванням їх рівності в I-й та III-й частинах дорівнює

$$\int_S |\bar{H}_t|^2 dS = \frac{8 \pi J_0^2 (\mu'_{01})}{C^2 v^2(t_0) + d^2 [v'(t_0)]^2} (aB + 2I_2), \quad (19)$$

де

$$I_2 = \int_0^{L_{01}} (R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha) \sqrt{\frac{t_0}{\kappa_{TM_{01}}^2 - \frac{(\mu'_{01})^2}{(R - (L_{01} - z) \cdot tg\alpha)^2}}} v^2(t_0) dz. \quad (20)$$

Підставляючи (13) і (19) в (4), одержимо остаточний вираз для добротності досліджуваного резонатора

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\mu_1}{\mu_{ст}} \cdot \frac{R^2 \left[ \left( \frac{\beta_{TM_{01}} \mu'_{01}}{\kappa_{TM_{01}}^2 R} \right)^2 + 1 \right] B + 2 I_1}{2(R \cdot B + 2 I_2)} \quad (21)$$

Висновки 1. Необхідна розробка сучасних контролюючих метеорологічних систем, оснований на визначенні електрофізичних характеристик атмосферного повітря, побудованих й обґрунтованих на математичних моделях і технічних вимогах до цих систем.

2. Аналіз, виконаний за допомогою ЕОМ, показує, що власна добротність біконічного резонатора з міді для хвиль типу  $E_{010}$  в чотири – п'ять разів вище теоретичної добротності циліндричних закритих резонаторів і може становити  $10^6$ . А це вказує на високу чутливість даного пристрою.

**Список літератури:** 1. Шевченко С.Ю., Волохін В.В. Оцінка можливості використання даних державних метеостанцій для контролю стану об'єктів електричних мереж // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. №21 – С. 143-147. 2. Лебединський І.Л., Шевченко С.Ю., Волохін В.В. Способи и устройства предупреждения гололедно-изморозевых образований // Вісник Сумського державного університету.–2008.– № 2.–С.21-25. 3. Шевченко С.Ю., Волохін В.В. Моделирование розподілу електромагнітних полів у відкритому біконічному резонаторі // Методи та прилади контролю якості. – Івано-Франківськ: Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу. – 2008. – № 20. – С. 65-69. 4. Лебедев И.В. Техника и приборы сверхвысоких частот, т. 1, М. – Л., Госэнергоиздат, 1961. - 512 с. 5. Харвей А.Ф. Техника сверхвысоких частот. – М.:Сов. радио, 1965.-783 с. 6. Шевченко С.Ю., Волохін В.В. Розрахунок електромагнітних полів у відкритому біконічному резонаторі // Энергетика та електрифікація – Київ, 2008 – № 12. С. 51-58.

УДК 681.2:621.3.082.1

**ТАРАНЕНКО Ю.К.**, канд. техн. наук, Днепропетровский университет экономики и права

## **МЕТОДИКА РАСЧЁТА ВИБРАЦИОННЫХ ПЛОТНОМЕРОВ С ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ РЕЗОНАТОРАМИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ИНВАРИАНТНОСТЬ К КОЛЕБАНИЯМ ТЕМПЕРАТУРЫ И ДАВЛЕНИЯ КОНТРОЛИРУЕМОЙ СРЕДЫ**

У статті розглянута методика розрахунку вібраційних густиномірів рідини і газу, з використанням циліндричних резонаторів. Методика дозволяє виключити додаткові датчики температури та тиску, подавати контрольоване середовище тільки у внутрішню порожнину двох циліндричних резонаторів датчика густини, виключити демпфірування коливань у зазорах систем збудження коливань циліндрів.

### **1. Анализ существующих проблем виброчастотных методов контроля плотности жидкости и газа**

Среди средств аналитического контроля автоматические плотномеры жидкостей и газов занимают особое место. Состав любого газа или низковязкой жидкости характеризуется плотностью или удельным весом. Непрерывный и точный мониторинг плотности или зависящих от плотности переменных будет определять любые изменения компонентов процесса или качество финального продукта в режиме реального времени, что позволяет повысить производительность, минимизировать отходы и снизить издержки по сравнению с методом отбора проб [1]. Весьма важным является измерение плотности жидких и газообразных веществ, при их количественном учете в единицах массы. Массовый расход определяется по показаниям плотномера и объёмного расходомера.

Широкому промышленному использованию плотномеров препятствует их несовершенство, связанное с низкими метрологическими показателями, трудоёмкостью монтажа и обслуживания, большими габаритами и массой, низкой надёжностью. Возрастающие требования к совершенству средств измерения заставляют исследователей искать новые методы измерения, одним из которых является виброчастотный [2]. Виброчастотные плотномеры преобразуют измеряемый параметр в частотно - модулированный выходной сигнал без промежуточных преобразователей, что обеспечивает высокую точность измерения в нормальных условиях эксплуатации.

Изменение температуры контролируемой среды приводит к существенным погрешностям контроля плотности виброчастотными методами. Например, для резонаторов изготовленных из нержавеющей стали X18H10T, чувствительность к температуре превышает чувствительность к основному контролируемому параметру – плотности. Существенное влияние на показания виброчастотных плотномеров оказывает давления и скорость течения среды через датчик. Поэтому все серийно выпускаемые виброчастотные плотномеры снабжены датчиками температуры, установленными в местах подвода и вывода из резонатора жидкости или газа, а некоторые и датчиком давления [3]. Виброчастотные плотномеры с цилиндрическим резонатором отличаются высокой чувствительностью, поэтому используются как для измерения плотности жидкостей, так и для измерения плотности газов и газовых смесей. Такие плотномеры снабжены дополнительным датчиком температуры в виде термомпары или термометра сопротивления, а компенсация влияния давления осуществляется путём подачи измеряемой среды, как со стороны наружной, так и со стороны внутренней поверхности цилиндра [4]. При таком методе построения виброчастотных плотномеров возникает две следующие проблемы, ограничивающие область применения метода в целом. Первая, состоит в инерционности температурной коррекции связанной с постоянной времени датчика

температуры. Вторая, в демпфировании колебаний цилиндра в зазорах системы возбуждения колебаний, что снижает добротность резонатора, а следовательно точность измерения плотности жидкости или газа.

Решением проблемы является изобретённый автором способ измерения плотности, который предусматривает дифференциальное включение двух механических резонаторов с разной чувствительностью к измеряемой плотности жидкости или газа и близкими чувствительностями к температуре и давлению [5].

Вибрационные плотномеры, построенные на основе дифференциального метода, не требуют дополнительных датчиков температуры и давления, практически инвариантны к изменениям указанных параметров. Однако методика расчёта конструктивных параметров виброчастотных плотномеров на основе цилиндрических резонаторов до настоящего времени не была разработана.

## 2. Определение условий инвариантности к колебаниям температуры контролируемой среды

В работе [6] автором получены соотношения для функции измерительного преобразования плотности жидкости или газа в разностную частоту цилиндрических резонаторов дифференциального датчика

$$\left. \begin{aligned} f_d &= f_1 - f_2 \\ f_1 &= \frac{\lambda_1}{L_1} \cdot \sqrt{\frac{G_A}{m_{ЦА} + m_{ПРА}}} \cdot \sqrt{1 + \frac{L_1^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot \lambda_1^2 \cdot G_A} \cdot [\pi^2 \cdot N_Z^1 + 4 \cdot k_{ЦА}^2 \cdot N_S^1]} \\ f_2 &= \frac{\lambda_2}{L_2} \cdot \sqrt{\frac{G_B}{m_{ЦВ} + m_{ПРВ}}} \cdot \sqrt{1 + \frac{L_2^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot \lambda_2^2 \cdot G_B} \cdot [\pi^2 \cdot N_Z^2 + 4 \cdot k_{ЦВ}^2 \cdot N_S^2]} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

$$\text{где } \lambda_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\pi^2 + 4 \cdot k_{ЦА}^2\right)^2 + \frac{12 \cdot \pi^4 \cdot k_{ЦА}^4 \cdot (1 - \mu^2)}{k_{\Delta A}^2 \cdot (\pi^2 + 4 \cdot k_{ЦА}^2)^2}}, \lambda_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\pi^2 + 4 \cdot k_{ЦВ}^2\right)^2 + \frac{12 \cdot \pi^4 \cdot k_{ЦВ}^4 \cdot (1 - \mu^2)}{k_{\Delta B}^2 \cdot (\pi^2 + 4 \cdot k_{ЦВ}^2)^2}},$$

$f_d$  – выходной частотный сигнал дифференциального датчика,  $f_1, f_2$  – частоты колебаний резонаторов в жидкости или газе,  $L_1, L_2$  – длины цилиндров;  $a_1, a_2$  – внутренние радиусы сечения цилиндров,  $h_1, h_2$  – толщина стенок цилиндров,  $G_A = E_A \cdot h_1^3 / 12 \cdot (1 - \mu^2)$ ,  $G_B = E_B \cdot h_2^3 / 12 \cdot (1 - \mu^2)$  – цилиндрические жёсткости резонаторов,  $E_A, E_B$  – модули упругости материала цилиндров;  $\mu$  – коэффициент Пуассона,  $k_{ЦА} = L_1 / a_1$ ,  $k_{ЦВ} = L_2 / a_2$  – относительная длина резонаторов;  $k_{\Delta A} = h_1 / a_1$ ,  $k_{\Delta B} = h_2 / a_2$  – относительная толщина стенки резонаторов,  $m_{ЦА} = \rho_{ЦА} \cdot h_1$ ,  $m_{ЦВ} = \rho_{ЦВ} \cdot h_2$  – массы единицы площади поверхности резонаторов;  $\rho_{ЦА}, \rho_{ЦВ}$  – плотность материала резонаторов,  $m_{ПРА} = K_{РА} \cdot \rho_P \cdot a_1$ ,  $m_{ПРВ} = K_{РВ} \cdot \rho_P \cdot a_2$  – “присоединённые” массы жидкости или газа приходящиеся на единицу площади поверхности цилиндров,  $K_{РА}, K_{РВ}$  – относительная толщина слоя “присоединённой” массы жидкости или газа;  $\rho_P$  – плотность контролируемой среды;  $N_Z^1, N_S^1, N_Z^2, N_S^2$  – усилия действующие в осевом  $z$  и в окружном  $s$  направлениях к срединной поверхности цилиндров.

Следует отметить, что соотношения (1) получены на основе известного в теории колебаний допущения о том, что при перемещении колеблющегося упругого тела из вакуума в жидкость или газ форма его колебаний не меняется, а воздействие среды на частоту его колебаний подобно действию некой “присоединённой массы”, добавляемой к собственной массе упругого тела.

Из системы (1) следует, что чувствительность дифференциального датчика зависит от относительной толщины  $K_P$  слоя “присоединённой массы” контролируемой среды. Экспериментальные и теоретические исследования по определению  $K_P$  в зависимости от свойств жидкости, размеров цилиндра и корпуса, в котором он установлен, частоты колебаний цилиндра [7], позволяют сделать следующие выводы для дифференциального датчика:

1. Для размещения двух резонаторов в общем корпусе расстояния между внутренними краями резонаторов должно быть больше двух их граничных размеров (удвоенной величины большего из диаметров срединной поверхности цилиндров);

2. Величина  $K_P$  в рабочем диапазоне частот колебаний остается постоянной и находится в пределах  $0,2 \div 0,22$ .

Величина  $K_P$  для цилиндрического резонатора выбранной формы определяется экспериментально по следующей методике. Измеряя частоты резонаторов  $f_1(\rho_1), f_1(\rho_2), f_2(\rho_1), f_2(\rho_2)$  в жидкостях или газах с известными плотностями  $\rho_1, \rho_2$ , при нормальных условиях, без учёта влияния избыточного давления  $N_Z^1 = N_S^1 = N_Z^2 = N_S^2 = 0$ , можно, используя систему (1) составить следующую систему уравнений.

$$\left. \begin{aligned} f_1(\rho_1) &= f_{01} \cdot \sqrt{\frac{h_1 \cdot \rho_{ЦА}}{h_1 \cdot \rho_{ЦА} + a_1 \cdot K_{РА} \cdot \rho_1}}, f_1(\rho_2) = f_{01} \cdot \sqrt{\frac{h_1 \cdot \rho_{ЦА}}{h_1 \cdot \rho_{ЦА} + a_1 \cdot K_{РА} \cdot \rho_2}} \\ f_2(\rho_1) &= f_{02} \cdot \sqrt{\frac{h_2 \cdot \rho_{ЦВ}}{h_2 \cdot \rho_{ЦВ} + a_2 \cdot K_{РВ} \cdot \rho_1}}, f_2(\rho_2) = f_{02} \cdot \sqrt{\frac{h_2 \cdot \rho_{ЦВ}}{h_2 \cdot \rho_{ЦВ} + a_2 \cdot K_{РВ} \cdot \rho_2}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $f_{01} = \frac{0,303 \cdot \lambda_1 \cdot h_1}{L_1^2} \cdot \sqrt{\frac{E_A}{\rho_{ЦА}}}$ ,  $f_{02} = \frac{0,303 \cdot \lambda_2 \cdot h_2}{L_2^2} \cdot \sqrt{\frac{E_B}{\rho_{ЦВ}}}$  - начальные частоты цилиндрических резонаторов.

Значение относительных толщин “присоединённой массы” контролируемой среды  $K_{PA}$ ,  $K_{PB}$  определяются из соотношений, полученных из системы (2).

$$\left. \begin{aligned} K_{PA} &= \frac{h_1 \cdot \rho_{ЦА}}{a_1 \cdot (\rho_1 - \rho_2)} \cdot \left[ \left( \frac{f_{01}}{f_1(\rho_1)} \right)^2 - \left( \frac{f_{01}}{f_1(\rho_2)} \right)^2 \right] \\ K_{PB} &= \frac{h_2 \cdot \rho_{ЦВ}}{a_2 \cdot (\rho_1 - \rho_2)} \cdot \left[ \left( \frac{f_{02}}{f_2(\rho_1)} \right)^2 - \left( \frac{f_{02}}{f_2(\rho_2)} \right)^2 \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Влияние температуры на параметры резонаторов можно учесть при помощи следующих соотношений:  $a_1 = a_1 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \Delta t)$ ,  $a_2 = a_2 \cdot (1 + \alpha_2 \cdot \Delta t)$ ,  $h_1 = h_1 \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \Delta t)$ ,  $h_2 = h_2 \cdot (1 + \alpha_2 \cdot \Delta t)$ ,  $E_A = E_A \cdot (1 - \beta_{EA} \cdot \Delta t)$ ,  $E_B = E_B \cdot (1 - \beta_{EB} \cdot \Delta t)$ ,  $\rho_{ЦА} = \rho_{ЦА} \cdot (1 - 3 \cdot \alpha_1 \cdot \Delta t)$ ,  $\rho_{ЦВ} = \rho_{ЦВ} \cdot (1 - 3 \cdot \alpha_2 \cdot \Delta t)$ ,  $\rho_P = \rho_P \cdot (1 - \beta_V \cdot \Delta t)$ , где:  $\alpha_1, \alpha_2$  — температурные коэффициенты линейного расширения материала резонаторов ( $^{\circ}C^{-1}$ );  $\beta_{EA}, \beta_{EB}$  — температурные коэффициенты модуля упругости материала резонаторов ( $^{\circ}C^{-1}$ );  $\beta_V$  — коэффициент объемного расширения контролируемой среды ( $^{\circ}C^{-1}$ ).  $\Delta t = t - t_0$  — отклонение температуры от  $t_0 = 20^{\circ}C$  (Для упрощения записи, верхние индексы  $t$  и  $t_0$  при параметрах  $a_1, a_2, h_1, h_2, E_A, E_B, \rho_{ЦА}, \rho_{ЦВ}, \rho_P$  пропущены).

Перепишем систему (1), с учётом приведенных температурных зависимостей.

$$\left. \begin{aligned} f_d &= f_1(\rho_P) - f_2(\rho_P) - \\ &- [f_1(\rho_P) \cdot \varphi_A - f_2(\rho_P) \cdot \varphi_B] \cdot \Delta t \\ f_1(\rho_P) &= \frac{0,303 \cdot \lambda_1 \cdot h_1}{L_1^2} \cdot \sqrt{\frac{E_A \cdot h_1}{h_1 \cdot \rho_{ЦА} + a_1 \cdot K_{PA} \cdot \rho_P}} \\ f_2(\rho_P) &= \frac{0,303 \cdot \lambda_2 \cdot h_2}{L_2^2} \cdot \sqrt{\frac{E_B \cdot h_2}{h_2 \cdot \rho_{ЦВ} + a_2 \cdot K_{PB} \cdot \rho_P}} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $\varphi_A = \vartheta_1 \cdot (A + \gamma_1 \cdot \rho_P) / (A + \rho_P)$ ,  $\varphi_B = \vartheta_2 \cdot (B + \gamma_2 \cdot \rho_P) / (B + \rho_P)$  - температурные коэффициенты частот резонаторов;  $A = (h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{PA} \cdot a_1)$ ,  $B = (h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{PB} \cdot a_2)$  - постоянные резонаторов, которые определяются теоретически на стадии проектирования и уточняются экспериментально после изготовления резонаторов;  $\vartheta_1 = 0,5 \cdot (\beta_{EA} - \alpha_1)$ ,  $\gamma_1 = (\beta_{EA} + 2 \cdot \alpha_1 - \beta_V) / (\beta_{EA} - \alpha_1)$ ,  $\vartheta_2 = 0,5 \cdot (\beta_{EB} - \alpha_2)$ ,  $\gamma_2 = (\beta_{EB} + 2 \cdot \alpha_2 - \beta_V) / (\beta_{EB} - \alpha_2)$  - температурные постоянные резонаторов.

Приравняв нулю, множитель при  $\Delta t$  в первом уравнении системы (4), для заданной точки  $\rho_P = \rho_K$  диапазона контроля плотности, с учётом соотношений для  $\varphi_A, \varphi_B, f_1(\rho_P), f_2(\rho_P)$ , получим условие инвариантности к колебаниям температуры в виде:

$$\left[ \frac{(\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_1^4}{a_1^4} \cdot \frac{a_1^2}{h_1^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^{-2}}{(\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_2^4}{a_2^4} \cdot \frac{a_2^2}{h_2^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^{-2}} \right]^{0,5} \cdot \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2} \cdot \left( \frac{h_1}{h_2} \right)^{1,5} \cdot \frac{L_2^2}{L_1^2} \cdot \left( \frac{E_A \cdot K_{PB} \cdot a_2}{E_B \cdot K_{PA} \cdot a_1} \right)^{0,5} = \left[ \frac{(h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{PA} \cdot a_1) + \rho_K}{(h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{PB} \cdot a_2) + \rho_K} \right]^{1,5} \cdot \frac{(h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{PB} \cdot a_2) + \gamma_2 \cdot \rho_K}{(h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{PA} \cdot a_1) + \gamma_1 \cdot \rho_K} \quad (5)$$

### 3. Определение условий инвариантности к колебаниям давления контролируемой среды

Влияние внутреннего давления на частоту колебаний цилиндрического резонатора можно учесть воспользовавшись соотношениями для усилий  $N_Z^1, N_S^1, N_Z^2, N_S^2$ , зависящих от внутреннего давления и действующих в осевом и окружном направлении срединной поверхности цилиндра [8].



$$\left. \begin{aligned} N_Z^1 &= 0,5 \cdot \Delta p \cdot a_1 \\ N_Z^2 &= 0,5 \cdot \Delta p \cdot a_2 \\ N_S^1 &= \Delta p \cdot a_1, \\ N_S^2 &= \Delta p \cdot a_2 \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

где  $\Delta p$  - перепад давления между наружной и внутренней поверхностями резонаторов.

Подставив систему (6) в систему уравнений (1), учитывая, что  $\frac{2,73 \cdot L_1^2}{\pi^2 \cdot \lambda_1^2 \cdot E_A \cdot h_1^3} \cdot \left[ \pi^2 \cdot N_Z^1 + 4 \cdot \frac{L_1^2}{a_1^2} \cdot N_S^1 \right] \ll 1$ ,  $\frac{2,73 \cdot L_2^2}{\pi^2 \cdot \lambda_2^2 \cdot E_B \cdot h_2^3} \cdot \left[ \pi^2 \cdot N_Z^2 + 4 \cdot \frac{L_2^2}{a_2^2} \cdot N_S^2 \right] \ll 1$  получим соотношения для частот резонаторов и датчика в виде:

$$\left. \begin{aligned} f_d &= f_1(\rho_p) - f_2(\rho_p) - \\ & - [f_1(\rho_p) \cdot \phi_A - f_2(\rho_p) \cdot \phi_B] \cdot \Delta p \\ f_1(\rho_p) &= \frac{0,303 \lambda_1 \cdot h_1}{L_1^2} \cdot \sqrt{\frac{E_A \cdot h_1}{h_1 \cdot \rho_{ЦА} + a_1 \cdot K_{РА} \cdot \rho_p}} \\ f_2(\rho_p) &= \frac{0,303 \lambda_2 \cdot h_2}{L_2^2} \cdot \sqrt{\frac{E_B \cdot h_2}{h_2 \cdot \rho_{ЦВ} + a_2 \cdot K_{РВ} \cdot \rho_p}} \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

где  $\phi_A = \frac{1,365 \cdot L_1^2 \cdot a_1}{\pi^2 \cdot \lambda_1^2 \cdot E_A \cdot h_1^3} \cdot \left( \frac{\pi^2}{2} + 4 \cdot \frac{L_1^2}{a_1^2} \right)$ ,  $\phi_B = \frac{1,365 \cdot L_2^2 \cdot a_2}{\pi^2 \cdot \lambda_2^2 \cdot E_B \cdot h_2^3} \cdot \left( \frac{\pi^2}{2} + 4 \cdot \frac{L_2^2}{a_2^2} \right)$  - коэффициенты влияния перепада давлений на частоты цилиндрических резонаторов.

Приравняв к нулю множитель при  $\Delta p$  в первом уравнении системы (7), с учётом соотношений для  $\phi_A$ ,  $\phi_B$ ,  $f_1(\rho_p)$ ,  $f_2(\rho_p)$  получим условия инвариантности датчика к давлению для заданного значения контролируемой плотности  $\rho_K$  в виде:

$$\frac{(\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^2 + 10,92 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_2^4}{a_2^4} \cdot \frac{a_2^2}{h_2^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^{-2} \cdot \frac{E_B}{E_A}}{(\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^2 + 10,92 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_1^4}{a_1^4} \cdot \frac{a_1^2}{h_1^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^{-2} \cdot \frac{E_B}{E_A}} \cdot \left( \frac{h_2}{h_1} \right)^3 \cdot \frac{a_1}{a_2} \cdot \frac{K_{РВ}}{K_{РА}} \cdot \frac{(h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{РВ} \cdot a_2) + \rho_K}{(h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{РА} \cdot a_1) + \rho_K} = \left( \frac{\pi^2 + 8 \cdot L_2^2 / a_2^2}{\pi^2 + 8 \cdot L_1^2 / a_1^2} \right)^2 \quad (8)$$

Анализ соотношения (8), показывает, что если  $\frac{(h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{РВ} \cdot a_2) + \rho_K}{(h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{РА} \cdot a_1) + \rho_K} = 1$  дифференциальный датчик

инвариантен к изменению давления во всем диапазоне измерения плотности, а само условие (8) распадается на два следующих условия обвиненных в систему:

$$\left. \begin{aligned} \frac{h_2 \cdot \rho_{ЦВ}}{K_{РВ} \cdot a_2} &= \frac{h_1 \cdot \rho_{ЦА}}{K_{РА} \cdot a_1} \\ \frac{(\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^2 + 10,92 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_2^4}{a_2^4} \cdot \frac{a_2^2}{h_2^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2)^{-2} \cdot \frac{E_B}{E_A}}{(\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^2 + 10,92 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_1^4}{a_1^4} \cdot \frac{a_1^2}{h_1^2} \cdot (\pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2)^{-2} \cdot \frac{E_B}{E_A}} &= \left( \frac{h_2}{h_1} \right)^3 \cdot \frac{a_1}{a_2} \cdot \frac{K_{РВ}}{K_{РА}} = \left( \frac{\pi^2 + 8 \cdot L_2^2 / a_2^2}{\pi^2 + 8 \cdot L_1^2 / a_1^2} \right)^2 \end{aligned} \right\}. \quad (9)$$

#### 4. Определение условий инвариантности к колебаниям температуры и давления контролируемой жидкости

Для обеспечения условий инвариантности датчика к температуре и внутреннему давлению контролируемой среды в цилиндрических резонаторах нужно исследовать возможность совместного решения систем уравнений (5),

(9). Подставим соотношения для отношений  $a_1/a_2$ ,  $h_1/a_1$ ,  $h_2/h_1$  полученных из первого уравнения системы (9) во второе уравнение этой системы, получим:

$$\frac{\left[ \left( \pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2 \right)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_2^4}{a_2^4} \cdot \frac{a_2^2}{h_2^2} \cdot \left( \pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2 \right)^{-2} \right] \cdot E_B \cdot a_2^2 \cdot \rho_{\text{ЦА}}^3 \cdot K_{\text{PB}}^4}{\left[ \left( \pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2 \right)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_1^4}{a_1^4} \cdot \frac{a_1^2}{h_1^2} \cdot \left( \frac{\rho_{\text{ЦА}}}{\rho_{\text{ЦВ}}} \right)^2 \cdot \left( \frac{K_{\text{PB}}}{K_{\text{РА}}} \right)^2 \cdot \left( \pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2 \right)^{-2} \right] \cdot E_A \cdot a_1^2 \cdot \rho_{\text{ЦВ}}^3 \cdot K_{\text{РА}}^4} = \frac{\left( \pi^2 + 8 \cdot L_2^2 / a_2^2 \right)^2}{\left( \pi^2 + 8 \cdot L_1^2 / a_1^2 \right)^2} \quad (10)$$

Для практического использования соотношения (5) возведём его обе части в квадрат, получим:

$$\frac{\left( \pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2 \right)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_1^4}{a_1^4} \cdot \frac{a_1^2}{h_1^2} \cdot \left( \pi^2 + 4 \cdot L_1^2 / a_1^2 \right)^{-2}}{\left( \pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2 \right)^2 + 1092 \cdot \pi^4 \cdot \frac{L_2^4}{a_2^4} \cdot \frac{a_2^2}{h_2^2} \cdot \left( \pi^2 + 4 \cdot L_2^2 / a_2^2 \right)^{-2}} \cdot \left( \frac{\rho_{\text{ЦА}}}{\rho_{\text{ЦВ}}} \right)^2 \cdot \left( \frac{h_1}{h_2} \right)^3 \cdot \left( \frac{L_2}{L_1} \right)^4 \cdot \quad (11)$$

$$\cdot \frac{E_A \cdot K_{\text{PB}} \cdot a_2}{E_B \cdot K_{\text{РА}} \cdot a_1} = \left[ \frac{(h_1 \cdot \rho_{\text{ЦА}}) / (K_{\text{РА}} \cdot a_1) + \rho_{\text{К}}}{(h_2 \cdot \rho_{\text{ЦВ}}) / (K_{\text{PB}} \cdot a_2) + \rho_{\text{К}}} \right]^3 \cdot \left[ \frac{(h_2 \cdot \rho_{\text{ЦВ}}) / (K_{\text{PB}} \cdot a_2) + \gamma_2 \cdot \rho_{\text{К}}}{(h_1 \cdot \rho_{\text{ЦА}}) / (K_{\text{РА}} \cdot a_1) + \gamma_1 \cdot \rho_{\text{К}}} \right]^2$$

## 5. Вывод вспомогательных соотношений для учёта чувствительности датчика и оценки ожидаемых погрешностей измерения

Определение параметров дифференциального датчика, может быть произведено только с учётом абсолютной чувствительности в точке компенсации  $\rho_{\text{К}}$ , которую определяют для нормальных условий из системы уравнений (1):

$$S_{\text{Д}} = \sqrt{\frac{0,0225 \cdot K_{\text{PB}}^2 \cdot a_2^2 \cdot \lambda_2^2 \cdot E_B \cdot h_2^3}{L_2^4 \cdot (\rho_{\text{ЦВ}} \cdot h_2 + K_{\text{PB}} \cdot \rho_{\text{П}} \cdot a_2)^3}} - \sqrt{\frac{0,0225 \cdot K_{\text{РА}}^2 \cdot a_1^2 \cdot \lambda_1^2 \cdot E_A \cdot h_1^3}{L_1^4 \cdot (\rho_{\text{ЦА}} \cdot h_1 + K_{\text{РА}} \cdot \rho_{\text{П}} \cdot a_1)^3}} \quad (12)$$

Чувствительность датчика должна составлять не менее  $0,5 \div 1$  Гц на  $1 \text{ кг/м}^3$ . Для оптимального дифференциального датчика на основе цилиндрических резонаторов параметры резонаторов для последующего расчёта необходимо определять из следующих условий [9]:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= 5 \cdot 10^{-2} \div 1 \cdot 10^{-1} \text{ м,} \\ L_2 &= 1 \cdot 10^{-1} \div 5 \cdot 10^{-2} \text{ м.} \\ a_1 &= 15 \cdot 10^{-3} \div 20 \cdot 10^{-3} \text{ м,} \\ a_2 &= 20 \cdot 10^{-3} \div 35 \cdot 10^{-3} \text{ м} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Полученные в расчётах параметры резонаторов необходимо проверять на условия длинных цилиндров, для которых и получены все приведенные выше соотношения.

$$\left. \begin{aligned} \left[ \frac{L_1 \cdot (1 - \mu^2)}{(a_1 \cdot h_1)^2} \right]^{\frac{1}{4}} &> 3 \\ \left[ \frac{L_2 \cdot (1 - \mu^2)}{(a_2 \cdot h_2)^2} \right]^{\frac{1}{4}} &> 3 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Распределение вдоль диапазона измерения ожидаемой температурной погрешности находят из соотношения для температурного коэффициента частоты датчика  $\Phi_{\text{Д}}$ , полученного из системы уравнений (4).

$$\Phi_{\text{Д}} = \frac{\rho_1 \cdot \frac{A + \gamma_1 \cdot \rho_{\text{П}}}{A + \rho_{\text{П}}} \cdot \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \cdot \frac{h_1}{h_2} \cdot \frac{L_2^2}{L_1^2} \cdot \left( \frac{E_A \cdot \rho_{\text{ЦВ}}}{E_B \cdot \rho_{\text{ЦА}}} \right)^{0,5} \cdot \left( \frac{A \cdot (B + \rho_{\text{П}})}{B \cdot (A + \rho_{\text{П}})} \right)^{0,5} - \rho_2 \cdot \frac{B + \gamma_2 \cdot \rho_{\text{П}}}{B + \rho_{\text{П}}}}{\frac{\lambda_1}{\lambda_2} \cdot \frac{h_1}{h_2} \cdot \frac{L_2^2}{L_1^2} \cdot \left( \frac{E_A \cdot \rho_{\text{ЦВ}}}{E_B \cdot \rho_{\text{ЦА}}} \right)^{0,5} \cdot \left( \frac{A \cdot (B + \rho_{\text{П}})}{B \cdot (A + \rho_{\text{П}})} \right)^{0,5} - 1} \quad (15)$$

Проверить влияние перепада давления  $\Delta p$  на выходной частотный сигнал датчика можно при помощи соотношения для коэффициента,  $\Phi_D$  полученного из системы уравнений (7).

$$\Phi_D = \frac{f_{01} [A(A+\rho_p)]^{0.5} \cdot \frac{136\beta_1^2 \cdot a_1}{\pi^2 \cdot \lambda_1^2 \cdot E_A \cdot h_1^3} \cdot \left( \frac{\pi^2}{2} + 4 \frac{L_1^2}{a_1^2} \right) - f_{02} [B(B+\rho_p)]^{0.5} \cdot \frac{136\beta_2^2 \cdot a_2}{\pi^2 \cdot \lambda_2^2 \cdot E_B \cdot h_2^3} \cdot \left( \frac{\pi^2}{2} + 4 \frac{L_2^2}{a_2^2} \right)}{f_{01} [A(A+\rho_p)]^{0.5} - f_{02} [B(B+\rho_p)]^{0.5}}. \quad (16)$$

Гради ровочную характеристику датчика для нормальных условий можно получить из (4) или (7) приняв соответственно  $\Delta t = 0$  или  $\Delta p = 0$ .

$$f_D = f_{01} \cdot [A/(A + \rho_p)]^{0.5} - f_{02} \cdot [B/(B + \rho_p)]^{0.5}, \quad (17)$$

где  $f_{01} = \frac{0,303 \cdot \lambda_1 \cdot h_1}{L_1^2} \cdot \sqrt{\frac{E_A}{\rho_{ЦА}}}$ ,  $f_{02} = \frac{0,303 \cdot \lambda_2 \cdot h_2}{L_2^2} \cdot \sqrt{\frac{E_B}{\rho_{ЦВ}}}$  - начальные частоты цилиндрических резонаторов;

$A = (h_1 \cdot \rho_{ЦА}) / (K_{РА} \cdot a_1)$ ,  $B = (h_2 \cdot \rho_{ЦВ}) / (K_{РВ} \cdot a_2)$  - постоянные цилиндрических резонаторов.

### 6. Пример расчёта параметров цилиндрических резонаторов дифференциального датчика вибрационного плотномера

По рекомендациям, приведенным в работе. [9], выбираем резонаторы из нержавеющей стали марок Х17Н2Т, Х18Н10Т. Для выбранных сталей резонаторы имеют следующие параметры:  $E_A = 210 \cdot 10^9 \text{ Н/м}^2$ ,  $E_B = 196 \cdot 10^9 \text{ Н/м}^2$ ,  $\beta_{EA} = 3,1 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ,  $\beta_{EB} = 4,4 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ,  $\alpha_1 = 10,3 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ ,  $\alpha_2 = 16,2 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ ,  $\rho_{ТА} = 7750 \text{ кг/м}^3$ ,  $\rho_{ТВ} = 7900 \text{ кг/м}^3$ ,  $\vartheta_1 = 1,498 \cdot 10^{-4}$ ,  $\vartheta_2 = 2,119 \cdot 10^{-4}$ .

Параметры контролируемой жидкости (светлые нефтепродукты):  $\rho_{\min} = 650 \text{ кг/м}^3$ ,  $\rho_{\max} = 850 \text{ кг/м}^3$ ,  $\rho_K = 750 \text{ кг/м}^3$ ,  $p = 0,5 \div 1 \text{ МПа}$ ,  $\beta_V = 1 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$ ,  $t = 20 \div 60 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\gamma_1 = -2,234$ ,  $\gamma_2 = -1,245$ .

Конструктивные параметры цилиндрических резонаторов принимаемые в расчёте составляют  $a_1 = 20,1 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ,  $a_2 = 29,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ,  $L_1 = 5,1 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ ,  $L_2 = 10,2 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ . Приняв  $K_{РА} = K_{РВ} = 0,22$ , из соотношения (10) численным методом определяем  $h_2 = 2,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ , а затем из первого уравнения системы (9), получим  $h_1 = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ .

Из уравнения (11) уточняем значение плотности жидкости, при которой осуществляться полная компенсация температурной погрешности  $\rho_K = 760 \text{ кг/м}^3$ , что обеспечивает снижение погрешности во всём диапазоне более чем на порядок в сравнении с одиночным резонатором.

С учётом полученных конструктивных параметров цилиндрических резонаторов вычисляем величины входящие в соотношение (17)  $f_{01} = 12680 \text{ Гц}$ ,  $f_{02} = 5572 \text{ Гц}$ ,  $A = 2799 \text{ кг/м}^3$ ,  $B = 2746 \text{ кг/м}^3$ . Чувствительность к плотности по соотношению (12) составляет  $S_D = -0,88 \text{ Гц/(кг/м}^3)$ , что вполне достаточно при работе с персональным компьютером и программных обеспечением виртуального частотомера LabView.

После расчёта с помощью соотношений (15), (16) строятся графики распределения погрешностей измерения датчика и составляющих резонаторов. Погрешности датчика должны быть более чем на порядок меньше погрешностей резонаторов во всём диапазоне измерения.

Используя описанный в работе [10] испытательный стенд, экспериментально получены уточнённые значения параметров:  $f_{01} = 12683 \text{ Гц}$ ,  $f_{02} = 5568 \text{ Гц}$ ,  $A = 2801 \text{ кг/м}^3$ ,  $B = 2750 \text{ кг/м}^3$ . Перепад давления жидкости между наружной и внутренней поверхностью резонаторов изменялся в пределах  $\Delta p = 0 \div 0,5 \text{ МПа}$ , а температура  $\Delta t = 20 \div 60 \text{ }^\circ\text{C}$ , плотность жидкости изменялась от  $650 \text{ кг/м}^3$  до  $850 \text{ кг/м}^3$  с шагом  $\Delta \rho = 20 \text{ кг/м}^3$ . Результаты расчётов  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$ ,  $\Phi_D$ ,  $\phi_D$ , проведенные по данным замеров приведены на рисунке.

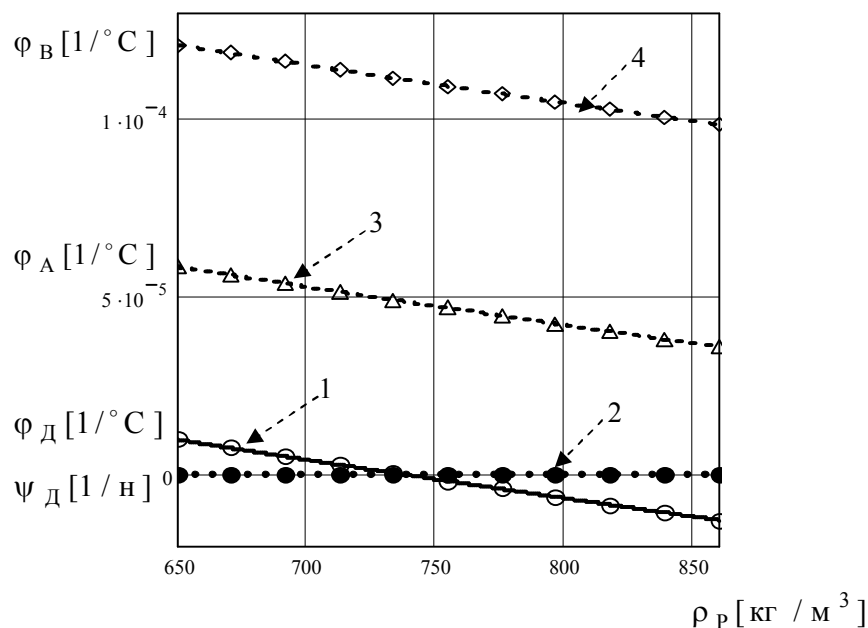


Рисунок 1 - Распределение вдоль диапазона контроля плотности, дополнительных погрешностей от изменения температуры и давления:

1 – температурний коефіцієнт  $\varphi_D [1/^\circ\text{C}]$  частоти датчика; 2 – коефіцієнт впливу тиску  $\psi_D [1/\text{н}]$  на частоту датчика; 3,4 – температурні коефіцієнти  $\varphi_A [1/^\circ\text{C}]$ ,  $\varphi_B [1/^\circ\text{C}]$  частоти складових резонаторів.

Из приведенных данных следует, что температурная погрешность датчика плотности с цилиндрическими резонаторами на порядок меньше, чем из погрешностей резонаторов. При этом датчик практически инвариантен к колебаниям температуры и давления контролируемой среды.

Расширить возможности спроектированного по предложенной методике плотномера можно путем управления частотами составляющих резонаторов [11].

#### Выводы:

- Приведенная методика расчёта основных конструктивных параметров датчика вибрационного плотномера, в котором используются цилиндрические резонаторы, позволяет расширить область применения относительно простых по конструкции и высокоточных вибрационных плотномеров на объекты с резкими колебаниями температуры и давления, например магистральные нефтепроводы и газопроводы;
- Без инерционная компенсация перепада давления между наружной и внутренней поверхностью цилиндра позволяет исключить подачу контролируемой среды на наружную поверхность цилиндров, а следовательно исключить демпфирование колебаний цилиндра контролируемой средой в зазоре между наружной поверхностью и системой возбуждения колебаний цилиндра;
- В перспективе автором будет изучена возможность одновременного возбуждения автоколебаний цилиндра на различных не зависимых пространственных формах.

**Список литературы:** 1. Кивилис С.С. Плотномеры. — М.: Энергия, 1980. -280 С. 2. Эткин Л. Г. Виброакустические датчики. Теория и практика. — М.:Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. — 408 с. 3. Жуков Ю.П. Вибрационные плотномеры. — М.: Энергоатомиздат, 1991. - 144 с. 4. Пат.1175586 Англия, МКИ G01 n 9/00, Measuring of fluid density/ J. Agar/ 1968 5. А.с. 1291867 СССР, МКИ G01N 29/00. Способ дифференциального измерения плотности/ Тараненко Ю.К. - Оpubл. 23.02. 87, Бюл. № 7. 6. Тараненко Ю.К. Математична модель вимірювального перетворення щільності рідини у частотний вихідний сигнал диференційного датчика на основі двох циліндричних резонаторів /Ю.К.Тараненко//Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2006. —6/2(24). —С.77 -83 7. Буйвол В.Н. Колебания и устойчивость деформируемых систем в жидкости. К.: Наук. думка, 1975. — 356 с. 8. Горенштейн И.А. Гидростатические частотные датчики первичной информации. М., «Машиностроение» 1976, 184 с. 9. Тараненко Ю.К. Методика проектування оптимальних диференційних датчиків щільності рідини та концентрації дисперсних систем// Вопр. химии та хим. технологии.— 2006. — № 4. — С. 211-214 10. Тараненко Ю.К. Градування та перевірка поточних віброакустичних вимірювачів щільності з диференційним датчиком //Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2007. —2/2(26). —С.41 -47 11. Дифференциальный вибрационный плотномер: А.с. 1392451 СССР МКИ G01N 9/00/ Ю.К.Тараненко, В.И. Снегур, М.В.Кулаков, И.В. Кораблёв (СССР) №3911436/31-25; Заявлено 10.06.85; Оpubл. 30.04.88. Бюл. №16 4 с.

УДК 620.179.14

с  
Вихороструміві перетворювачі (ВСП) широко використовуються в дефектоскопії виробів з електромагнітних матеріалів. Всіх ВСП об'єднує те, що вони генерують електромагнітну енергію (ЕМЕ), яка переходить в досліджуване тіло, створюючи в ньому своє електромагнітне поле (ЕМП). Розглянемо математичні моделі ВСП, котрий складається з циліндричної котушки, в середині якої знаходиться електропровідний круглий стрижень. При

подачі електричного струму (постійного чи змінного) у котушці створюється ЕМП напруженістю  $H_{0k}$ . Як вказувалося в [1], зміна напруженості ЕМП котушки зі стрижнем описується наступним рівнянням

$$\tau_K \frac{\partial^2 H_{0k}}{\partial t^2} + \frac{\partial H_{0k}}{\partial t} = -k^2 \nabla^2 H - \frac{\partial H}{\partial \theta}, \quad (1)$$

де  $\tau_K$  - стала процесу переносу ЕМЕ;  $H_{0k}$  - напруженість ЕМП котушки;  $k$  - стала;  $H$  - напруженість ЕМП в стрижні;  $t, \theta$  - час зміни ЕМП в котушці та стрижні відповідно.

Електрорушійна сила (ЕРС), яка створюється котушкою, дорівнює [2, 3]

$$E_K = -w_k S_K \mu_{ak} \frac{\partial H_{0k}}{\partial t}, \quad (2)$$

де  $w_k$  - кількість витків котушки;  $S_K$  - поперечний її перетин;  $\mu_{ak}$  - абсолютна магнітна проникність котушки. ЕРС, яка створюється стрижнем

$$e_C = S_C \mu_{ac} \frac{\partial H}{\partial \theta} \quad (3)$$

де  $S_C$  - поперечний перетин круглого стрижня;  $\mu_{ac}$  - абсолютна магнітна проникність стрижня.

Визначивши з (2) і (3) похідні від напруженостей магнітних потоків і підставивши їх в рівняння (1), одержуємо

$$\tau_K \frac{\partial E_K}{\partial t} + E_K = \frac{w_n S_K \mu_{ak}}{S_C \mu_{ac}} (k^2 \nabla^2 e - e). \quad (4)$$

Нелінійне рівняння (4) являє собою математичну модель розгляданого вихорострумовевого перетворювача.

Якщо часткова похідна  $\partial E_K / \partial t = 0$ , то перехідний процес у стрижні описуватиметься таким чином

$$k^2 \frac{\partial e_C}{\partial r_C} + e_C = \left( \frac{E_K}{w_n} \right) \left( \frac{S_C}{S_K} \right) \left( \frac{\mu_{ac}}{\mu_{ak}} \right), \quad (5)$$

де  $r_C$  - радіус стрижня.

Відношення  $E_K / w_n = E_0^1$  є ЕРС одного витка живлячої котушки. Якщо  $S_C = S_K$ , то рівняння (5) набуває вигляду

$$k \frac{\partial e_C}{\partial r_C} + e_C = E_0^1 \frac{\mu_{ac}}{\mu_{ak}}. \quad (6)$$

Використовуючи метод нульового градієнта, для границі розділу „котушка-стрижень” одержуємо наступну систему диференціальних рівнянь:

$$\tau_K \frac{\partial E_K}{\partial t} + E_K = 0; \quad (7)$$

$$k \frac{\partial e_C}{\partial r_C} + e_C = \frac{E_K \mu_{ac}}{w_n \mu_{ak}}. \quad (8)$$

Рішення рівняння (7) при граничних умовах  $E_K(0) = 0$  і  $E_K(\infty) = U$  має вигляд

$$E_K(t) = U [1 - \exp(-t/\tau_K)]. \quad (9)$$

Граничними умовами для рівняння (8) будуть:  $e(0, r_C) = 0$ ,  $e(\infty, r_C) = H_{0k}$ ,  $\partial e(\theta, \infty) / \partial r_C = 0$ . З врахуванням цього рішенням рівняння (8) буде

$$e_C(r_C) = E_K(t) \frac{\mu_{ac}}{w_n \mu_{ak}} [1 - \exp(-r_C k)]. \quad (10)$$

Підставимо рівняння (4) в (5). У результаті маємо

$$e_C(r_C) = E_{0k}(t) \frac{\mu_{ac}}{w_n \mu_{ak}} [1 - \exp(-t/\tau_K)] [1 - \exp(-r_C k)]. \quad (11)$$

Рівняння (11) описує зміну ЕРС, яка формується у ВСП при дії на нього електропровідного стрижня без врахування його власного ЕМП.

Приймаючи до уваги те, що в стрижні створюються вихрові струми і має місце власне ЕМП, рівняння (1) приймає наступний вигляд

$$T \frac{\partial^2 H}{\partial \theta^2} + \frac{\partial H}{\partial \theta} = k \nabla^2 H + \frac{\partial H}{\partial \theta}, \quad (12)$$

де  $T = L_C / R_C$  - стала часу стрижня.

Використовуючи метод нульового градієнта, рівняння (1) розділяється на систему наступних рівнянь:

$$\tau_C \frac{\partial^2 H}{\partial \theta^2} + \frac{\partial H}{\partial \theta} = 0; \quad (13)$$

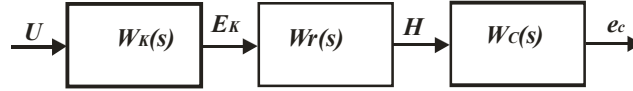
$$\frac{\partial H}{\partial \theta} = k \nabla^2 H. \quad (14)$$

Систему рівнянь (13) і (14) можна представити таким чином:

$$\tau_c \frac{\partial e_c}{\partial \theta} + e_c = 0; \quad (15)$$

$$k \frac{\partial e}{\partial r_c} + e = \frac{E_K \mu_{ac}}{w_n \mu_{ak}}. \quad (16)$$

Аналізуючи рівняння (7), (8), (15) і (16) бачимо, що рівності (8) і (16) є однаковими, які зв'язують напруженості магнітного поля котушки і стрижня. Виходячи з цього, процес перетворення у ВСП можна показати у вигляді структурної схеми, приведеної на рисунку.



Передавальна функція котушки  $W_K(s) = 1/(\tau_K s + 1)$ , стрижня  $W_C(s) = 1/(\tau_C s + 1)$ , а проміжного перетворювача, який є фактично коефіцієнтом передачі ЕМП  $W_r(s) = \frac{\mu_{ac}^H}{w_n \mu_{ak}^H} [1 - \exp(-r_c k)] = K_N$ , де  $\mu_{ac}^H, \mu_{ak}^H$  - нормовані значення абсолютної магнітної проникності стрижня та котушки відповідно.

$$\text{Еквівалентна передавальна функція перетворювача } W(s) = \frac{K_N}{T_2^2 s^2 + T_1 s + 1},$$

де  $T_2^2 = \tau_K \tau_C$ ;  $T_1 = \tau_K + \tau_C$  - сталі часу.

Так як

$$T_2^2 = \frac{L_K L_C}{R_K R_C}, \text{ і } T_1 = \frac{L_K}{R_K} + \frac{L_C}{R_C} = \frac{L_K}{R_K} \left( 1 + \frac{L_C R_K}{L_K R_C} \right) = \frac{L_K}{R_K} (1 + \delta_L \delta_R),$$

де  $\delta_L = L_C / L_K$  - відносне значення індуктивностей стрижня і котушки;  $\delta_R = R_K / R_C$  - відносний активний опір котушки і стрижня.

Тоді диференціальне рівняння, яке описує перехідний процес у ВСП, матиме таку форму

$$\frac{L_K L_C}{R_K R_C} \frac{d^2 e_c}{dt^2} + \frac{L_K}{R_K} (1 + \delta_L \delta_R) \frac{d e_c}{dt} + e_c = U K_N, \quad (17)$$

де  $U$  - напруга живлення котушки.

Індуктивність циліндричної котушки  $L_K = \mu_{ak} (w_n^2 S_K / l_K) = k_K \mu_{ak}$ , а активний опір  $R_K = \rho_K l_n / S_n = \frac{1}{\sigma_K} \frac{l_n}{S_n} = \frac{k_{RK}}{\sigma_K}$ ,

де  $l_K$  - довжина котушки;  $\rho_K$  - питомий опір електропровідного матеріалу;  $l_n$  - довжина провідника;  $S_n$  - поперечний перетин провідника;  $\sigma_K$  - питома провідність котушки.

Аналогічно можна записати для стрижня, враховуючи, що він має один виток:  $L_C = \mu_{ac} (S_C / l_C) = k_C \mu_{ac}$ ;  $R_C = \rho_C l_C / S_C = k_{RC} / \sigma_C$ , де  $l_C$  - довжина стрижня, яка знаходиться в котушці;  $S_C$  - поперечний перетин стрижня;  $\rho_C$  - питомий опір стрижня на довжині  $l_C$ ;  $\sigma_C$  - питома провідність стрижня. З врахуванням сказаного рівняння (17) буде наступним

$$K_{LR} (\mu_{ak} \mu_{ac}) (\sigma_K \sigma_C) \frac{d^2 e_c}{dt^2} + k_K \mu_{ak} \sigma_K (1 + \delta_L \delta_R) \frac{d e_c}{dt} + e_c = U K_N. \quad (18)$$

Якщо прийняти, що для заданої живлячої котушки абсолютна магнітна проникність  $\mu_{ak}$  і питома провідність  $\sigma_K$  не змінюються і залишаються сталими, то рівняння (18) буде наступним

$$K_{LR}^0 (\mu_{ac} \sigma_C) \frac{d^2 e_c}{dt^2} + k_K^0 (1 + \delta_L \delta_R) \frac{d e_c}{dt} + e_c = U \frac{\mu_{ac}^H}{\mu_{ak}^H} [1 - \exp(-r_c \sqrt{\omega \mu_{ac} \sigma_C})], \quad (19)$$

де  $K_{LR}^0 = K_{LR} \mu_{ak} \sigma_K$ ;  $k_K^0 = k_K \mu_{ak} \sigma_K$ .

Рівняння (19) показує, як впливають електромагнітні параметри стрижня на перехідний процес перетворювача, а також шляхи побудови засобів контролю електромагнітних параметрів циліндричних виробів. З нього видно, що засоби контролю електромагнітних параметрів можуть бути побудовані на основі методів як статичної зміни характеристик ВСП, так і на основі динамічних його властивостей.

Статична характеристика ВСП являє собою залежність ЕРС  $e_c$  від зміни електромагнітних параметрів  $\mu_{ac}$  і  $\sigma_C$  електропровідного круглого матеріалу. З рівняння (19) маємо

$$e_c = U \frac{\mu_{ac}^H}{\mu_{ak}^H} [1 - \exp(-r_c \sqrt{\omega \mu_{ac} \sigma_C})]. \quad (20)$$



У вихорострумовій дефектоскопії широко використовується узагальнюючий параметр  $\beta = r\sqrt{\omega\mu_a\sigma}$ . Для досліджуваного стрижня узагальнюючий цей параметр матиме вигляд:  $\beta_C = r_C\sqrt{\omega\mu_{ac}\sigma_C}$ . Тоді рівняння статичної характеристики буде таким:

$$e_C = U \frac{\mu_{ac}^H}{\mu_{ak}^H} [1 - \exp(-\beta_C)]. \quad (21)$$

Рівняння (21) повністю погоджується з експериментальними висновками акад. Ключова В.В. [3] про те, що при контролі дефектів вихорострумовим перетворювачем залежність  $e_C$  від  $\beta$  є експоненційною функцією. Рівняння (21) може бути покладене в основу розробки статичного диференційного методу контролю електромагнітних параметрів [2].

Ліва частина диференціального рівняння (21) характеризує динамічні властивості вихорострумового методу контролю. Позначимо в цьому рівнянні

$$T_1 = k_K^0(1 + \delta_L\delta_R); \quad (22)$$

$$T_2 = \sqrt{K_{LR}^0} \sqrt{\mu_{ac}\sigma_C} = \frac{\sqrt{K_{LR}^0}}{r_C\sqrt{\omega}} (r_C\sqrt{\omega\mu_{ac}\sigma_C}) = \frac{1}{r_C} \sqrt{\frac{K_{LR}^0}{\omega}} \beta_C. \quad (23)$$

З рівняння (23) видно, що стала часу перехідного процесу  $T_2$  прямо пропорційна узагальнюючому параметру  $\beta$  і зворотно пропорційна радіусу  $r_C$  стрижня. Виконаємо аналіз сталої часу  $T_1$ . У результаті маємо

$$T_1 = k_K^0 \left(1 + \frac{L_C}{L_K} \frac{R_K}{R_C}\right) = k_K^0 \left(1 + \frac{1}{w_n} \frac{\mu_{ac}}{\mu_{ak}} \frac{\sigma_C}{\sigma_K}\right) = k_K^0 (1 + k_{BK} \beta_C^2), \quad (24)$$

де  $k_{BK} = 1/w_n(\omega\mu_{ak}\sigma_K)$ .

З рівняння (24) видно, що стала часу  $T_1$  теж залежить від узагальнюючого параметра  $\beta$ . Таким чином, рівняння (23) і (24) можуть бути покладені в основу розробки динамічного диференційного методу контролю електромагнітних параметрів електропровідних виробів.

З рівняння (24) впливає третій «відносний» метод контролю електромагнітних параметрів електропровідних матеріалів, який заснований на відношенні індуктивностей та активних опорів живлячої котушки та стрижня. Згідно

з (24) маємо наступну рівність  $\left(\frac{L_C}{L_K}\right)\left(\frac{R_K}{R_C}\right) = \delta_L\delta_R = k_{BK}\beta_C^2$ , звідки

$$\beta_C = K_{\mu K} \sqrt{\delta_L\delta_R} = r_C \sqrt{\omega\mu_{ac}\sigma_C}, \quad (25)$$

де  $K_{\mu K} = \sqrt{1/k_{BK}}$ .

З рівняння (25) впливає така важлива залежність

$$\delta_L\delta_R = \frac{r_C^2}{K_{\mu K}^2} (\omega\mu_{ac}\sigma_C). \quad (26)$$

З рівняння (26) видно, що добуток відносних значень індуктивностей та активних опорів котушки та стрижня пропорційні добуткові абсолютної магнітної проникності  $\mu_{ac}$  і питомій електричній провідності  $\sigma_C$  стрижня. У науковій літературі з електромагнітних методів дефектоскопії вказується на практично лінійній залежності між відносними значеннями індуктивностей та активних опорів та електромагнітними параметрами досліджуваних зразків. Таким чином, рівність (26) підтверджується результатами експериментальних досліджень.

**Висновки.** На основі теорії реологічних переходів отримані математичні моделі вихорострумових перетворювачів, які можуть використовуватися для контролю електромагнітних параметрів круглих зразків електромагнітних матеріалів. Показані залежності ЕРС джерела електромагнітної енергії та досліджуваного зразка від зміни магнітної проникності та питомої електричної провідності досліджуваного матеріалу.

Вперше доказано, що сталі часу перехідного процесу виміральної системи є функціями власної частоти коливань та узагальнюючого параметра  $\beta$  досліджуваного зразка, що може бути покладено в основу нових розробок вихорострумових дефектоскопів. Теоретично обґрунтовано статичного диференційного, динамічного диференційного та відносного. Показана можливість використання сталих часу перехідних процесів перетворювача для визначення абсолютної магнітної проникності та питомої електричної провідності електропровідних матеріалів.

**Література:** 1.Тітова Н.В. Основи теорії вихорострумових методів контролю електромагнітних параметрів. // XI Всеукраїнської науково-практичної конференції студентів, аспірантів та молодих вчених «Технологія - 2008»/ ТІ СНУ ім. В.Даля \_ Северодонецьк, 2008. – С. 153. 2.Тітова Н.В. Контроль електромагнітних параметрів електропровідних виробів методом постійного струму. // Матеріали четвертої Міжнародної науково-практичної конференції „Наукові дослідження – теорія та експеримент 2008р”. Т.8, 2008. – С. 74-76.3.Герасимов В.Г., Ключев В.В., Шатерников В.Е. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 262 с. 4.Дорофеев А.Л., Ершов Р.Е. Физические основы электромагнитной структуроскопии. – Новосибирск: Наука, 1985. – 284 с.

**СТЕНЦЕЛЬ Й. І., д-р техн. наук СНУ ім. В.Даля,  
ЄВСЮКОВ В.В., ПЕТРОСЯН Л.І., ПОМСЩЕНКО А.Ф.**

### **МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ХЛОПАЮЧИХ МЕМБРАН ПЕРШОГО РОДУ**

Виконані дослідження хлопаючих мембран при дії на них ступінчастих збуджуючих імпульсів і показано, що їх рух складається з двох складових. Показано, що першою складовою є рух мембрани від початкового значення до деякого іншого сталого її положення, а другою - є загасаючий коливальний процес, який залежить від частоти власних коливань і фізичних параметрів оточуючого середовища. Отримана математична модель руху хлопаючої мембрани, яка дозволяє виконувати аналіз їх руху.

Executed research of slammings membranes at an action on them of step excitant impulses and it is rotined that their motion is folded s two constituents. It is rotined that the first constituent is motion of membrane from the begun value to some of other its permanent position, and second constituent is go out shake process which depends on frequency of eigentones and physical parameters of environment. The mathematical model of motion of slamming membrane which allows to execute the analysis of their motion is got.

Вимірювальні перетворювачі, в основу роботи яких покладено переміщення гнучких мембран знаходять достатньо широке розповсюдження в різних пристроях контролю та автоматики. Вони мають різноманітне призначення не тільки як чутливий елемент пристрою контролю, але й як розділюючий елемент, наприклад, для розділення чутливого п'єзокерамічного елемента від газового середовища в ультразвукових рівнемірах. Особливе значення мають так звані хлопаючі мембрани, які використовуються в пристроях неруйнівного контролю тиску та механічної міцності апаратів під тиском.

Далеко не повністю вивчені всі фактори, котрі впливають на процеси перетворення в перетворювачах з хлопаючими мембранами. Тому вивчення факторів, які викликають функціональні перетворення в хлопаючих мембранах є однією з основних задач при їх розробці та експлуатації.

Принцип роботи пристроїв з хлопаючими мембранами полягає в тому, що під дією деякої сили (механічної чи іншої) мембрана переміщається на відстань  $y_0$  і знаходиться в деякому сталому положенні (наприклад, у верхньому), або під дією накопиченої енергії повертається в попереднє стале положення. При переході з одного крайнього положення в інше хлопаюча мембрана здійснює загасаючі коливання з тою чи іншою частотою. Ці коливання передаються середовищу, в якому розташовується перетворювач, у якому вони загасають. Як правило, хлопаючі мембрани з гумових матеріалів мають низьку частоту коливань, а з металевих, особливо сталевих, – високу частоту коливань. При роботі пристроїв контролю з односторонніми хлопаючими мембранами (мембрана переміщається з одного сталого положення в інше стале положення) мають місце такі реологічні переходи: вхідний збуджуючий імпульс – первинне переміщення мембрани – пакет первинних коливань – передаюче середовище для цього пакета. При роботі пристроїв контролю з двосторонніми хлопаючими мембранами (мембрана переміщається з одного сталого положення в інше, а потім сама повертається в попереднє стале положення) мають місце такі реологічні переходи: вхідний збуджуючий імпульс – первинне переміщення мембрани – пакет первинних коливань – передаюче середовище для цього пакета – вторинне переміщення мембрани – пакет вторинних коливань тощо. Кожне реологічне перетворення має свою фізичну суть і описується тим чи іншим диференціальним рівнянням руху. Розглянемо роботу пристрою контролю з хлопаючою мембраною першого роду, коли після її збудження вона переходить в інше статичне положення.

Хлопаючі мембрани відносяться до інерційних елементів. Вони переміщуються під дією сили прикладеного імпульсу і можуть описуватися диференціальним рівнянням першого або другого порядку. Якщо такою силою є імпульс механічної, електричної чи іншої енергії, то для мембрани першого роду рівняння має наступний вигляд

$$T \frac{dy}{d\theta} + y = k_1 F_0, \quad (1)$$

де  $T = m / \beta$  - стала часу мембрани;  $m$  - її маса;  $\beta$  - коефіцієнт тертя мембрани для середовища, в якому вона переміщається;  $y$  - поточне переміщення мембрани;  $k_1$  - коефіцієнт її передачі;  $F_0$  - зусилля, яке прикладене до мембрани;  $\theta$  - час переміщення.

Форми руху хлопаючої мембрани першого роду показані на рис. 1.

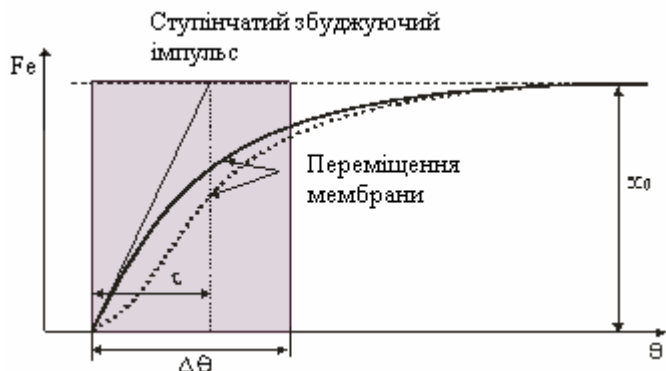


Рисунок 1 - Реакція мембрани на збуджуючий імпульс

З рівняння (1) випливає, що при граничних умовах  $t=0, y=0$  і  $t=\infty, y=y_0$  перехідний процес описуватиметься наступним рівнянням

$$y(\theta) = k_1 F_0 [1 - \exp(-\beta \theta / m)]. \quad (2)$$

Якщо переміщення мембрани залежить від її жорсткості, то вона описується таким модифікованим диференціальним рівнянням

$$T_2^2 \frac{d^2 y}{d\theta^2} + T_1 \frac{dy}{d\theta} + y = k_1 F_0, \quad (3)$$

де  $T_1 = k_M \beta / D$ ,  $T_2^2 = m / D$  - сталі часу;  $D$  - жорсткість мембрани;  $k_M$  - коефіцієнт демпферування коливань мембрани середовищем;  $y$  - поточне відхилення пластини.

Так як для хлопаючих мембран перехідний процес є завжди аперіодичним, то відношення сталих часу  $T_1 / T_2$  завжди буде більше двох. Переміщення мембрани другого роду описуватиметься наступним рівнянням

$$y(t) = k_1 F_0 [1 - \alpha_1 \exp(-p_1 \theta) + \alpha_2 \exp(-p_2 \theta)], \quad (4)$$

де  $\alpha_1 = p_2 / (p_2 - p_1)$ ,  $\alpha_2 = p_1 / (p_2 - p_1)$ ;  $p_1, p_2$  - корені характеристичного рівняння (3).

Після досягнення максимального значення переміщення за рахунок накопиченої кінетичної енергії мембрана починає коливальний процес з деякою частотою, яка може бути звуковою або навіть ультразвуковою. Таким чином на границі усталеного положення має місце реологічний перехід руху мембрани, який характеризується реологічним перетворенням механічної енергії в коливальну. За рахунок витрати цієї енергії в середовище, яке оточує мембрану, проходить її стік. Такий процес характеризується перенесенням імпульсу механічної енергії мембрани в коливальну енергію. Перехідний процес хлопаючої мембрани при дії на неї імпульсу збуджуючої енергії показаний на рис. 2.

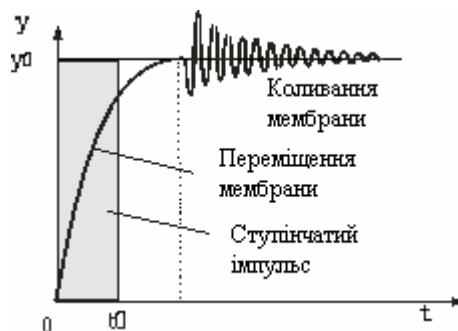


Рисунок 2 - Перехідний процес мембрани після дії збуджуючого сигналу

Неоднорідність розподілення потенціалу переносу  $\varphi(\vec{r}, \theta)$  коливальної енергії приводить до відхилення мембрани від стану рівноваги і є причиною виникнення потоків переносу. У цій області має місце рух механічної енергії, який характеризується полем швидкостей  $\vec{v}(\vec{r}, \theta)$ , де  $\vec{r}$  - вектор направленості руху переносу;  $\theta$  - час переносу. Стоки потенціалу переносу  $\gamma$  характеризуються вектором інтенсивності коливального поля  $B(\vec{r}, \theta)$ . Перенесення потенціалу  $\varphi$  складається з переносу за рахунок руху мембрани та потоку переносу коливальної енергії, який позначимо через  $\vec{q}$ . Таким чином, вираз для сумарного потоку переносу  $\vec{Q}$  можна подати у вигляді

$$\vec{Q} = \vec{\varphi} \cdot \vec{v} + \vec{q}. \quad (5)$$

В інтегральній формі умова зберігання потенціалу для даного об'єму  $V$  має наступну форму

$$\int_V \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} dV = \oint_S Q d\vec{f} + \int_V \gamma dV, \quad (6)$$

де  $S$  - поверхня об'єму;  $df = nd\zeta$  - елемент поверхні;  $n$  - одиничний вектор елемента  $d\zeta$ .

Для довільного об'єму рівняння (6) буде наступним

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \theta} + \text{div} Q - \gamma = 0. \quad (7)$$

де  $\gamma$  - стік потенціалу переносу енергії коливального поля.

З врахуванням співвідношення (5) рівняння (7) приймає вигляд

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \theta} + \text{div}(\varphi, v) = -\text{div} q + \gamma. \quad (8)$$

Якщо в розглядуваному об'ємі має місце коливальне перетворення, яке є наслідком взаємодії двох об'єктів (мембрани і середовища), то, позначивши  $\bar{B}(\bar{r}, \theta)$  - інтенсивність енергії коливального поля,  $\bar{v}_i(\bar{r}, \theta)$  - швидкість його зміни і  $\bar{r}(\bar{r}, t)$  - інтенсивність стоку енергії коливального поля в одиницю об'єму за одиницю часу  $t$ , рівняння переносу приймає наступну форму

$$\frac{\partial B}{\partial \theta} + \text{div}(B, v) = \text{div}(\sigma \nabla B) + \gamma, \quad (9)$$

де  $\sigma$  - параметр, який характеризує коливальні властивості мембрани.

Нехай основний рух мембрани в коливальному полі незначний у порівнянні зі зміною коливального поля, тобто швидкість  $v(\bar{r}, \theta) \rightarrow 0$ . Тоді рівняння переносу імпульсу інтенсивності коливального поля в середовище приймає наступну форму

$$\frac{\partial B}{\partial \theta} = \text{div}(\sigma \nabla B) + \gamma. \quad (10)$$

Якщо параметр  $\sigma$  мало залежить від процесу переносу, то рівняння (10) спрощується до такої форми:

$$\frac{\partial B}{\partial \theta} = k^2 \nabla^2 H + \gamma. \quad (11)$$

Нехай основний рух мембрани є аперіодичним першого порядку та описується рівнянням (1). Тоді вільна складова перехідного процесу має вигляд

$$T \frac{dy}{d\theta} + y = 0, \quad (12)$$

Нехай інтенсивність енергії  $E$  мембрани  $E = k_y y$ , де  $k_y$  - стала. Так як коливання мембрани передаються оточуючому середовищу, то повинна виконуватися умова

$$E_0 = \Psi \frac{\partial E}{\partial \theta}, \quad (13)$$

де  $E_0$  - максимальна інтенсивність коливальної енергії мембрани;  $\Psi$  - стала процесу переносу  $E$  - поточне значення інтенсивності коливальної енергії.

Продиференціюємо ліву і праву частини рівняння (13) по змінній часу  $t$ . У результаті маємо

$$\frac{\partial E_0}{\partial t} = \Psi \frac{\partial^2 E}{\partial t \partial \theta}. \quad (14)$$

З врахуванням цього рівняння (11) буде наступним

$$\frac{\partial E}{\partial \theta} + \Psi \frac{\partial^2 E}{\partial t \partial \theta} = k_M \nabla^2 E. \quad (15)$$

Якщо стала  $\Psi \rightarrow \infty$ , а  $\theta \approx t$ , то  $\partial^2 E / \partial t^2 \rightarrow 0$ . У цьому випадку перенесення коливальної енергії в середовище буде відсутнім. При  $\Psi = \tau$  і  $\theta = t$  рівняння (15) приймає наступну форму

$$T \frac{\partial^2 E_0}{\partial t^2} + \frac{\partial E_0}{\partial t} = k_M \nabla^2 B. \quad (16)$$

Ліва частина рівняння (16) характеризує зміну інтенсивності коливальної енергії мембрани, а права – зміну цієї енергії в середовищі, в якому розповсюджуються коливання. Так як у середовищі мають місце втрати енергії, то, приймаючи до уваги, що  $\gamma = \partial B / \partial \theta$ , рівняння (16) набуває такого вигляду

$$T \frac{\partial^2 E_0}{\partial t^2} + \frac{\partial E_0}{\partial t} = -k_M \nabla^2 B - \frac{\partial B}{\partial \theta}. \quad (17)$$

Таким чином, процес, який протікає в системі, котра складається з хлопаючої мембрани та деякого середовища (газового чи рідинного), описується нелінійним диференціальним рівнянням (17). На границі переходу механічної (чи іншої) енергії в коливальну проходить зміна інтенсивності енергії коливального поля, яка може бути описана інтегральною імпульсною  $\delta$ -функцією Дірака.

Якщо розглядати енергію мембрани, яка змінюється в просторі та часі, то рівняння (17) можна записати в такій формі

$$\frac{\partial E}{\partial \theta} + B \nabla^2 E - v \nabla E = K \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ \sum_{j=0}^n \tau_j^j \frac{\partial^j z}{\partial \theta^j} + z \right], \quad (18)$$

де  $E$  - енергія переносу;  $B$  - інтенсивність переносу енергії;  $v$  - швидкість переносу;  $\tau_j^j$  -  $j$ -і сталі часу переносу імпульсу енергії;  $z$  - напрямок переносу.

Використовуючи метод нульового градієнта [2] для аналітичного рішення рівняння (18), отримуємо рівняння для руху мембрани в такій формі:

$$z(\theta) = Z_0 \exp(-\alpha L) \left[ \exp(-\alpha_2 |\Omega - \theta|) (1 - y(t)) \right] \cos(\omega \theta) \cdot \exp(\alpha_1 |\Omega - t|),$$

де  $Z_0$  - максимальна амплітуда коливань;  $\alpha = Af^2$  - коефіцієнт зменшення амплітуди коливань,  $1/m$ ;  $L$  - відстань розповсюдження коливань,  $m$ ;  $\alpha_1$  - коефіцієнт загасання енергії в залежності від фізичних властивостей середовища;  $\alpha_2$  - коефіцієнт загасання коливань в залежності від фізичних властивостей мембрани;  $\Omega$  - час загасання енергії коливань;  $y(t)$  - переміщення мембрани під дією збуджуючого імпульсу.

**Висновки.** Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що при дії на хлопаючі мембрани ступінчастих збуджуючих імпульсів їх рух складається з двох складових. Першою складовою є рух мембрани від початкового значення до деякого іншого сталого положення, яке може бути обмеженим на деякій відстані  $y(t)$ , або не обмеженим, коли мембрана переміщається на максимально можливу відстань, а другою складовою руху є загасаючий коливальний процес мембрани, який залежить від частоти її власних коливань і фізичних параметрів оточуючого середовища.

На основі теорії реологічних переходів і методу нульового градієнта отримана математична модель руху хлопаючої мембрани, яка дозволяє виконувати аналіз руху таких мембран з точки зору часу періодичності її роботи, надійності вимірювальних пристроїв, а також виконувати їх діагностування за частотою та затуханням вимушених коливань.

**Література:** 1. Азизов А.М., Гордов А.Н. Точность измерительных преобразователей. – Л.: Энергия, 1975. – 256 с. 2. Стенцель Й.І., Томсон А.В. Електродеформаційні процеси в п'єзоелектричних перетворювачах. Системи контролю и управления технологическими процессами. Сб. науч. статей. – Луганск; Світлиця, 2006. – С.144-150.

УДК 681.586.773

**Й. І. СТЕНЦЕЛЬ, д-р техн. наук СНУ ім. В.Даля, А. В.ТОМСОН,  
А. В. РЯБІЧЕНКО**

### **АНАЛІЗ ПОХИБОК ВИМІРЮВАННЯ УЛЬТРАЗВУКОВИХ РІВНЕМІРІВ**

Розглядаються фактори, які впливають на вихідні й вхідні сигнали п'єзоелектричних перетворювачів. Приводиться структурна схема зовнішніх і внутрішніх впливаючих факторів, а також математичні моделі для похибок вимірювання рівня, які обумовлені цими факторами. Теоретичними та експериментальними дослідженнями показано вплив цих факторів на статичні характеристики ультразвукових рівнемірив рідин.

The factors, which influence on input and output signals of piezoelectric transducers are observed. The block diagram of external and internal influencing factors is shown. The mathematical models for lapses of measurement of a level, which are caused by these factors is given. The agency of these factors on static characteristics of ultrasonic level meter of liquids is shown by theoretical and experimental researches.

Підвищення точності й розширення діапазону вимірювання ультразвукових рівнемірив (УЗР) є однією з основних актуальних задач. Далеко не повністю вивчені всі фактори, які впливають на процеси перетворення в УЗР і викликають похибки вимірювання. Структурно процес вимірювання рівня рідини УЗР можна зобразити так, як показано на рис. 1, де: 1 – джерело живлення й схема вимірювання; 2 – п'єзокерамічний перетворювач (ПКП); 3 – газове середовище; 4 – рідина;  $U$  - напруга живлення;  $\Pi$  - параметри електричної вимірювальної схеми;  $E_i$  - вхідний електричний імпульс ПКП;  $e(L)$  - вихідний електричний сигнал ПКП, який залежить від рівня рідини  $L$ ;  $C, R$  - ємність та опір ПКП;  $T$  - температура навколишнього середовища;  $T_G$  - температура газового середовища;  $T_P$  - температура рідини;  $\rho_G, \mu_G, \varphi$  - густина, вязкість і вологість газового середовища;  $\rho_P, \mu_P, n$  - густина, вязкість і коефіцієнт розсіяння УЗК відповідно;  $P$  - тиск газової суміші.

До основних впливаючих факторів віднесемо такі: вхідний електричний імпульс  $E_i$ , температури -  $T, T_G$  і  $T_P$ ; коефіцієнт поглинання УЗК в газовому середовищі, а також коефіцієнт поглинання УЗК в рідині. Як показано в [1], динамічна модель УЗК, які направляються до поверхні рідини, описується таким рівнянням

$$y_1(J) = \frac{2DS\Pi}{CRP} \exp(-\alpha J) \{1 - X_0 \exp(-\alpha_2 t) [\cos(\omega t)]\}, \quad (1)$$

де  $y_1(J)$  - поточне значення амплітуди УЗК на відстані  $J$  від ПКП;  $D$  - жорсткість п'єзоелемента;  $S$  - його площа;  $\Pi$  - периметр пластини;  $C, R$  - ємність та активний опір ПКП;  $P$  - потужність розсіювання п'єзоелемента;  $\alpha$  - коефіцієнт поглинання УЗК в газовому середовищі;  $X_0$  - відносне значення амплітуди вихідного сигналу ПКП до амплітуди вхідного сигналу;  $\alpha_2 = \beta / 2m$  - коефіцієнт загасання УЗК;  $\beta$  - коефіцієнт тертя;  $m$  - маса пластини ПКП;  $t$  - тривалість імпульсу УЗК;  $\omega = \sqrt{D/m}$  частота власних коливань ПКП.

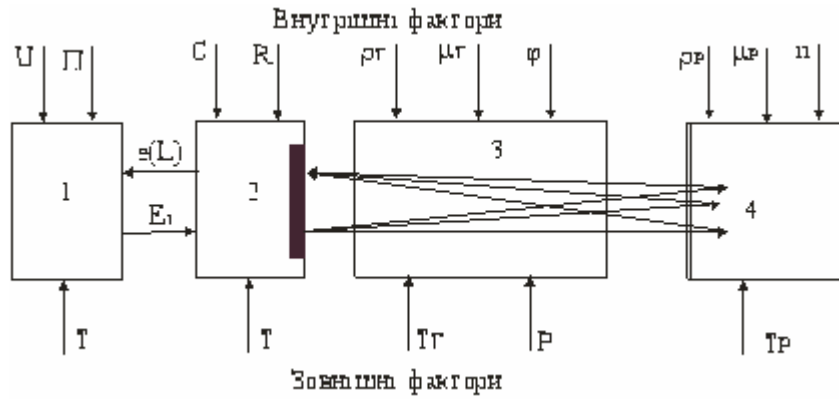


Рис. 1. Структурна схема вимірювання УЗР і фактори, які впливають на процес перетворень

Рівняння (1) можна записати таким чином

$$y_1(J) = Y_0(t) \exp(-\alpha J), \quad (2)$$

де  $Y_0(t) = \frac{2DS\Pi}{CRP} \{1 - X_0 \exp(-\alpha_2 t) [\cos(\omega t)]\}$  - поточне значення амплітуди сигналу ПКП, який формується на його виході.

Сигнал  $Y_0(t)$  практично не залежить від зовнішніх впливаючих факторів і визначається властивостями ПКП. Основним параметром, який викликає похибки вимірювання, є коефіцієнт загасання  $\alpha$ , який для газового середовища залежить від ультразвукового тиску  $P_{УЗК}$ , тиску в апараті  $P$  та відстані  $J$  розповсюдження коливань. У першому наближенні можна записати, що  $\alpha = P_{УЗК} / D_c$  де  $D_c$  жорсткість газового середовища. З врахуванням того, що ультразвуковий тиск  $P_{УЗК} = \rho c V_m$ , де  $\rho$  - густина газу;  $c$  - швидкість УЗК в газовому середовищі;  $V_m$  - максимальна коливальна швидкість частинок газу, а швидкість УЗК  $c = \sqrt{\nu R T}$ , де  $\nu$  - показник адіабати;  $R$  - універсальна газова стала;  $T$  - температура газу. Приймаючи до уваги те, що густина газу  $\rho = MP / 848 Z T$  [2], де  $M$  - молекулярна вага газу,  $Z$  - стала, рівняння для коефіцієнта загасання УЗК приймає вигляд

$$\alpha = \frac{MPV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{\nu R}{T}}. \quad (3)$$

Підставивши рівняння (3) в (2), одержуємо

$$y_1(J) = Y_0(t) \exp\left(-\frac{M_c P V_m}{848 Z D_c} \sqrt{\frac{\nu R}{T}} J\right). \quad (4)$$

З рівняння (4) видно, що основний вплив на зменшення амплітуди УЗК при їх проходженні в газовому середовищі чинить тиск газу  $P$ , температура  $T$  і склад газового середовища так як молекулярна вага газової суміші

$$M_c = \frac{M_1 \rho_1 + M_2 \rho_2 + \dots + M_n \rho_n}{\rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_n},$$

де  $M_1, M_2, \dots, M_n$  - молекулярна вага  $n$  компонентів газової суміші;  $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n$  - їх густина.

Після досягнення поверхні рідини потужність УЗК з амплітудою  $y_1(J)$  частково відбивається від поверхні й повертається до ПКП, а частина проникає в рідину і там поглинається. Тому можна записати, що  $y_1(J) = y_2(J) + y_3(z)$ , де  $y_2(J)$  - амплітуда, з якою УЗК повертаються до ПКП;  $y_3(z)$  - амплітуда, з якою УЗК поглинається рідиною на відстані  $z$ . Амплітуда проходження УЗК через рідину товщиною  $z$  описується наступним рівнянням [3]

$$y_3(z) = y_1(J) \exp(-\alpha_p z), \quad (5)$$

де  $\alpha_p = A f^2$  - коефіцієнт поглинання;  $A = \frac{8\pi^2 \mu_p}{3\rho_p c_p^3}$  - стала поглинання;  $\mu_p, \rho_p$  - динамічна в'язкість і густина рідини;  $c_p = \sqrt{S\gamma / \rho_p}$  - швидкість розповсюдження УЗК у рідині;  $S$  - модуль стискуваності рідини;  $\gamma$  - показник адіабати.

З врахуванням сказаного рівняння (5) приймає наступну форму

$$y_3(z) = y_1(J) \exp\left(-\frac{8\pi^2 \mu_p f^2 \sqrt{\rho_p}}{3(S\gamma)^{3/2}} z\right). \quad (6)$$

Амплітуда, з якою УЗК повертається до ПКП,

$$y_2(J) = y_1(J) - y_3(z) = y_1(J) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{8\pi^2 \mu_P f^2 \sqrt{\rho_P}}{3(S\gamma)^{3/2}} z\right) \right],$$

або, підставляючи рівняння (4), одержуємо

$$y_2(J) = Y_0(t) \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{8\pi^2 \mu_P f^2 \sqrt{\rho_P}}{3(S\gamma)^{3/2}} z\right) \right]. \quad (7)$$

Як показано в [4], звукова енергія, яка поглинається рідиною при переході від одного середовища в інше, описується наступним рівнянням

$$W = W_0 \left( \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right)^2, \quad (8)$$

де  $W_0$  - енергія, яка приходить до границі розділу середовищ;  $\rho_r, c_r$  -

густина та швидкість розповсюдження УЗК у газовому середовищі;  $\rho_p, c_p$  -

густина та швидкість розповсюдження УЗК у рідинному середовищі.

Приймаючи до уваги, що відношення енергій  $W/W_0$  дорівнює відношенню амплітуд  $z/y_1(J)$ , то використовуючи рівняння (6) і (7), маємо

$$z = Y_0(t) \left( \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right)^2 \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right). \quad (9)$$

Підставивши рівняння (9) у (7), отримуємо математичну модель для амплітуди УЗК, що сприймається ПКП у такому вигляді

$$y_2(J) = Y_0(t) \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right) \left[ 1 - \exp\left(-Y_0(t) \frac{8\pi^2 \mu_P f^2 \sqrt{\rho_P}}{3(S\gamma)^{3/2}} * \right. \right. \\ \left. \left. * \left( \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right)^2 \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right) \right) \right]. \quad (10)$$

Приймаючи до уваги, що в момент приходу відбитого сигналу  $y_2(J)$  ПКП знаходився в початковому стані, то електрорушійна сила на його виході дорівнюватиме  $e(t) = y_2(J) \exp(-\alpha_2 t) \sin(\omega t)$ . З врахуванням (10) отримуємо розгорнуту математичну модель для УЗР у такій формі

$$e(t, J) = Y_0(t) \sin(\omega t) \exp\left[-\left(\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J + \alpha_2 t\right)\right] \left[ 1 - \exp\left(-Y_0(t) \frac{8\pi^2 \mu_P f^2 \sqrt{\rho_P}}{3(S\gamma)^{3/2}} * \right. \right. \\ \left. \left. * \left( \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right)^2 \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right) \right) \right]. \quad (11)$$

Якщо проінтегрувати рівняння

(11) за часом  $t$ , то після деякого спрощення рівняння статичної характеристики рівнеміра приймає вигляд:

$$\Delta E(J) = E_0 \frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J - E_0 \frac{8\pi^2 \mu_P f^2 \sqrt{\rho_P}}{3(S\gamma)^{3/2}} \left[ 1 - \left( \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right)^2 * \right. \\ \left. * \exp\left(-\frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J\right) \right], \quad (12)$$

де  $E_0$  - вхідний електричний

імпульс ПКП.

Як видно з рівняння (12), статична характеристика рівнеміра в загальному вигляді є нелінійною. Для рідин з високою густиною, коли  $\rho_r c_r \ll \rho_p c_p$  другим членом рівняння (12) можна знехтувати. Для такого випадку маємо

$$\Delta E(J) = E_0 \frac{M_c PV_m}{848ZD_c} \sqrt{\frac{vR}{T}} J. \quad (13)$$

Рівняння (13) підтверджується експериментальними дослідженнями. Установлено, що при вимірюванні рівня рідин з малою густиною та в'язкістю значно погіршується точність вимірювання за рахунок збільшення нелінійності градувальної характеристики рівнеміра. Значна нелінійність спостерігається й при малих відстанях до поверхні рідини. На рис. 2 показані експериментальна та теоретична статичні характеристики УЗР.

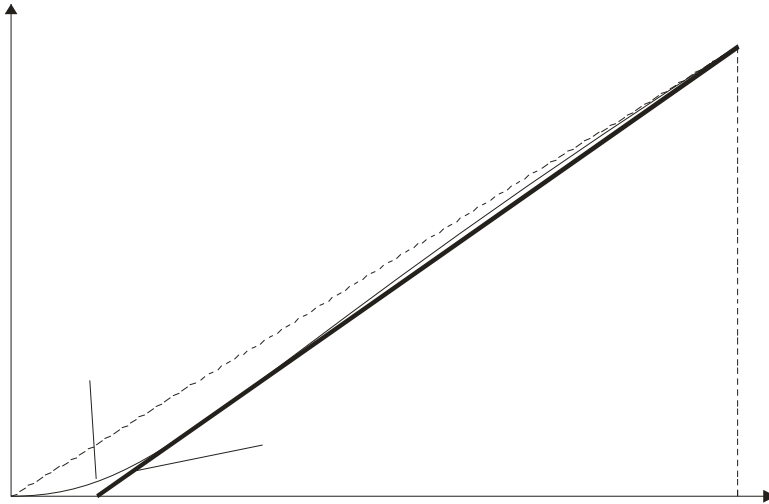


Рис. 2. Теоретична та експериментальна статичні характеристики ультразвукового рівноміра

Відхилення статичної характеристики від прямої 1 залежить від фізичних параметрів рідини та умов експлуатації рівноміра (тиску, температури та складу рідинного середовища). Для нормальних умов експлуатації при великих густинах рідини статична характеристика рівноміра співпадає з прямою 1.

Якщо в рівнянні (12) обмежитися тільки лінійною складовою експоненціальної функції, то коефіцієнт передачі приладу описуватиметься таким рівнянням

$$K = K_0 \left\{ 1 - \frac{8\pi^2 \mu_p f^2 \sqrt{\rho_p}}{3(S\gamma)^{3/2}} \left[ 1 - \frac{\rho_r c_r - \rho_p c_p}{\rho_r c_r + \rho_p c_p} \right] \right\}. \quad (14)$$

де  $K_0 = \frac{M_c P V_m}{848 Z D_c} \sqrt{\frac{vR}{N}}$  - коефіцієнт передачі ідеальної статичної характеристики рівноміра.

З рівняння (14) видно, що коефіцієнт передачі ультразвукового рівноміра являє собою функцію багатьох змінних, котрі можуть викликати похибки вимірювання.

**Висновки.** На процес перетворення в ультразвукових рівномірах впливають різноманітні внутрішні та зовнішні фактори. До основних впливаючих факторів відноситься тиск, температура та хімічний склад газового середовища, через яке розповсюджуються ультразвукові коливання. Отримані математичні моделі для описання похибок вимірювання, обумовлених цим впливом. Теоретично та експериментально показано, що найбільші похибки вимірювання виникають за рахунок зміни температури і тиску газового середовища. Виконано дослідження впливу фізико-хімічних параметрів рідини на точність вимірювання її рівня. Показано, що зменшення густини та вязкості рідини призводить до появи додаткових похибок вимірювання, які обумовлені збільшенням енергії поглинання ультразвукових коливань.

**Література:** 1. Стенцель Й.І., Томсон А.В. Електродеформаційні процеси в п'єзоелектричних перетворювачах. В сб. „ Системы контроля и управления технологическими процессами. – Луганск: Світлиця, 2006. – С. 144-150. 2. Хоблер Т. Теплопередача и теплообменники. – Л.: Гос.науч.техн. изд-во хим. литературы, 1961. – 820 с. 3. Булатов М.И., Калинин И.П. Практическое руководство по фотометрическим методам анализа. – Л.: Химия, 1986. – 432 с. 4. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. Справочное пособие. – М.: Машиностроение, 1965. – 928 с.

УДК 681.586.773

**А. В.РЯБІЧЕНКО, Й.І. СТЕНЦЕЛЬ,** д-р техн. наук, СНУ ім.В.Даля

### **МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ УЛЬТРАЗВУКОВОГО РІВНОМІРА РІДИНИ З КОМПЕНСУЮЧИМ ВХІДНИМ СИГНАЛОМ**

Пропонується новий принцип роботи ультразвукового рівноміра, який заснований на адаптивному зрівноваженні вхідного сигналу. Приведені математичні моделі такого рівноміра і результати його теоретичних та експериментальних досліджень. Показано, що статичні характеристики ультразвукового рівноміра з компенсуючим вхідним сигналом є квадратичними. Даються рекомендації щодо зменшення зони нечутливості рівноміра та підвищення точності контролю.

The new principle of operation of the ultrasonic liquid level meter, which is based on an adaptive equilibration of an input signal is offered. The mathematical models of this liquid level meter and the results its theoretical and experimental researches are given. It is shown, that static



performances of a ultrasonic liquid level meter with a compensating input signal are quadratic. The recommendations on diminution of a dead band of a liquid level meter and increase of precision of the check are given.

Ультразвукові рівнеміри (УЗР) рідин знаходять все ширше використання в промисловості через свою високу надійність і точність вимірювання. Але в таких областях промисловості як хімічній і нафтовій, в яких необхідно вимірювати рівень рідин з достатньо високою точністю, у технологічних апаратах під тиском, високих температурах, при зміні складу газового середовища ультразвукові рівнеміри мають достатньо великі додаткові похибки вимірювання, котрі обумовлені різними впливаючими факторами. З метою зменшення цих похибок у сучасних рівнемірах використовуються різні методи. Тому підвищення точності контролю рівня хімічно складних і летколетких речовин є актуальною задачею.

Метою роботи є дослідження ультразвукового методу, який дозволить зменшити похибки вимірювання і тим самим підвищити точність вимірювання рівня складних рідин, а також зменшити зону нечутливості.

Відомо [1, 2], що робота більшості сучасних УЗР полягає у вимірюванні часу  $\Theta = 2t_p$ , де  $t_p$  час, за який випромінюваний сигнал досягає поверхні рідини. Час  $t_p$  залежить від фізико-хімічних параметрів газового середовища, через яке розповсюджуються ультразвукові коливання (УЗК), що викликає значні додаткові похибки вимірювання.

У даній роботі розглядається новий принцип вимірювання рівня, в якому вимірюється амплітуда електричного імпульсу, який збуджує УЗК, при зрівноваженні електрорушійних сил (ЕРС), котрі індукуються п'єзоелектричним перетворювачем (ПЕП), при відбитті УЗК від механічного репера (пластини) та поверхні вимірювального середовища. Ультразвуковий сигнал (УЗС)  $E_{OP}$ , який подається на реперну пластину, має однакову частоту  $f$  та амплітуду  $E_{OP}$  незалежно від вимірюваного рівня. Відбитий від реперної пластини та сприйнятий п'єзоелементом УЗС  $e_p$  залежить від фізико-хімічних параметрів газового середовища. Сигнал  $e_p$  можна описати наступним рівнянням [2]

$$e_p = E_p \left\{ \frac{[1 - \exp(-\alpha_{1p}n|2J_p/c-t|)](1 - k_0 \exp(-\alpha_{1p}n|2J_p/c-t|))}{[\cos(\omega n(2J_p/c-t))]} \right\}, \quad (1)$$

де  $E_p$  - амплітуда електричного сигналу, який збуджує УЗК для подачі його на репер;  $J_p$  - відстань від ПЕП до репера;  $\alpha_{1p}$  - ступінь загасання УЗС у газовому середовищі на відстані  $J_p$ ;  $c$  - швидкість розповсюдження УЗК у газі;  $t$  - поточний час розповсюдження УЗК;  $k_0$  - стала;  $\omega$  - частота власних коливань ПЕП;  $n$  - поправочний коефіцієнт, який залежить від властивостей п'єзоелемента (для випромінюючого УЗС  $n = 10 - 30$ , а для відбитого  $n = 5 - 10$ ).

ЕРС  $e_L$ , яка створюється ПЕП при сприйнятті відбитого від поверхні рідини УЗС, описується таким рівнянням:

$$e_L = E_L \left\{ \frac{[1 - \exp(-\alpha_{1L}n|2J_L/c-t|)](1 - k_0 \exp(-\alpha_{1L}n|2J_L/c-t|))}{[\cos(\omega n(2J_L/c-t))]} \right\}^* \cdot [\exp(-\alpha_2 n|2J_L/c-t|)] \quad (2)$$

де  $E_L$  - амплітуда електричного сигналу, який збуджує УЗК для подачі його на поверхню рідини;  $J_L$  - відстань від ПЕП до поверхні рідини;  $\alpha_{1L}$  - ступінь загасання УЗ сигналу в газовому середовищі на відстані  $J_L$ ;  $\alpha_2$  - ступінь загасання УЗК в рідині.

У режимі компенсації незалежно від відстані  $J_L$  виконується рівність:  $e_L = e_p$  або  $e_L/e_p = 1$ . У рівняння (1) уведемо наступні позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= 1 - \exp(-\alpha_{1p}n(2J_p/c-t)), \quad A_2 = 1 - k_0 \exp(-\alpha_{1p}n(2J_p/c-t)), \\ A_3 &= \cos(\omega n(2J_p/c-t)), \quad B_1 = 1 - \exp(-\alpha_{1L}n(2J_L/c-t)), \\ B_2 &= 1 - k_0 \exp(-\alpha_{1p}n(2J_L/c-t)), \quad B_3 = \cos(\omega n(2J_L/c-t)), \\ B_4 &= 1 - \exp(\alpha_2 n(2J_L/c-t)). \end{aligned}$$

Розкладемо ці рівняння в ряд Маклорена та обмежимося тільки їх лінійною частиною. У результаті маємо:

$$\begin{aligned} A_1 &= \alpha_{1p}n(2J_p/c-t), \quad A_2 = \alpha_{1p}n(2J_p/c-t), \quad A_3 = 1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_p/c-t)^2, \\ B_1 &= \alpha_{1L}n(2J_L/c-t), \quad B_2 = \alpha_{1L}n(2J_L/c-t), \quad A_3 = 1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_p/c-t)^2, \\ B_4 &= 1 - \alpha_2 n(2J_L/c-t). \end{aligned}$$

Приймаючи, що  $t = 0$ , знайдемо такі відношення:

$$D_1 = \frac{A_1}{B_1} = \frac{\alpha_{1p}J_p}{\alpha_{1L}J_L}, \quad D_2 = \frac{A_2}{B_2} = \frac{\alpha_{1p}J_p}{\alpha_{1L}J_L}, \quad D_3 = \frac{A_3}{B_3} = \frac{1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_p/c)^2}{1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_L/c)^2}.$$

З врахуванням цього отримуємо наступну формулу для визначення робочого збуджуючого електричного сигналу в такій формі

$$E_L = E_p \left( \frac{\alpha_{1L}J_L}{\alpha_{1p}J_p} \right)^2 \left\{ \frac{1}{(1 - 2\alpha_2 n J_L/c)} \frac{[1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_p/c)^2]}{[1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_L/c)^2]} \right\}. \quad (3)$$

Якщо множник у фігурних дужках мало впливає на характер залежності  $E_L = f(J_L)$ , то позначивши 
$$N = \frac{1}{(1 - 2\alpha_2 n J_L / c)} \cdot \left[ \frac{1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_P / c)^2}{1 - 0,5\omega^2 n^2 (2J_L / c)^2} \right],$$
 одержуємо наступне рівняння статичної характеристики рівнеміра

$$E_L = E_P (\alpha_{1L} N / \alpha_{1P} J_P^2) J_L^2. \quad (4)$$

Так як відстань  $J_P$  від поверхні п'єзоелемента до реперної пластини і збуджуючий електричний сигнал  $E_P$ , який подається на цю пластину, є фіксованими величинами, то їх відношення являтиме собою деяку сталу, яка залежатиме тільки від фізико-хімічних параметрів газового середовища. Якщо прийняти, що множник у круглих дужках рівняння (4) є сталою величиною, яка характеризує чутливість перетворення, то залежність  $E_L = f(J_L)$  матиме квадратичну форму. Практично ступінь поглинання УЗК газом залежить як від частоти УЗК, так і від таких параметрів як температура, тиску, концентрації компонентів газового середовища тощо. Тому залежність  $E_L = f(J_L)$  тим більше відхиляється від квадратичної, чим більший коефіцієнт поглинання УЗК. При великих значеннях коефіцієнта поглинання може наступити режим повного поглинання, при якому УЗК повністю поглинаються газом і не досягають п'єзоелемента після їх відбиття від поверхні рідини, або навіть не доходять до цієї поверхні.

Якщо поглинання УЗК підпорядковується закону Бугера-Бера, то

$$I_{ПП} = I_{0P} \exp(-k_\Gamma J_P), \quad (5)$$

де  $k_\Gamma$  - коефіцієнт поглинання УЗК газовим середовищем.

Зменшення амплітуди УЗК обумовлюється поглинанням енергії газовим середовищем на відстані  $J_L$  і може бути описане таким рівнянням

$$I_{ПЛ} = I_{0L} \exp(-k_\Gamma J_L), \quad (6)$$

Ступінь загасання УЗС газом на відстані  $J_P$  дорівнює

$$\alpha_{1P} = I_{ПП} / I_{0P} = \exp(-k_\Gamma J_P), \quad (7)$$

а ступінь загасання на відстані  $J_L$

$$\alpha_{1L} = I_{ПЛ} / I_{0L} = \exp(-k_\Gamma J_L). \quad (8)$$

Відношення

$$\alpha_{1L} / \alpha_{1P} = \exp[-k_\Gamma (J_L - J_P)]. \quad (9)$$

Підставимо рівняння (9) у (4). У результаті одержуємо

$$E_L = E_P (N / J_P^2) J_L^2 \exp[-k_\Gamma J_L (1 - J_P / J_L)]. \quad (10)$$

Рівняння (10) є математичною моделлю ультразвукового рівнеміра з компенсацією вхідного сигналу.

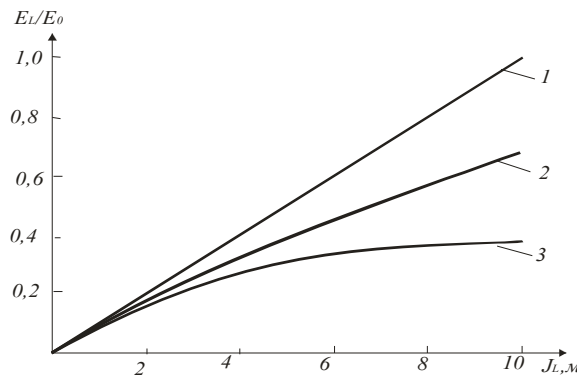


Рис. 1. Статична характеристика рівнеміра з блоком вилучення квадратного кореня для коефіцієнтів поглинання: 1 -  $k_\Gamma = 0.0015$ ; 2 -  $k_\Gamma = 0.01$ ; 3 -  $k_\Gamma = 0.03$

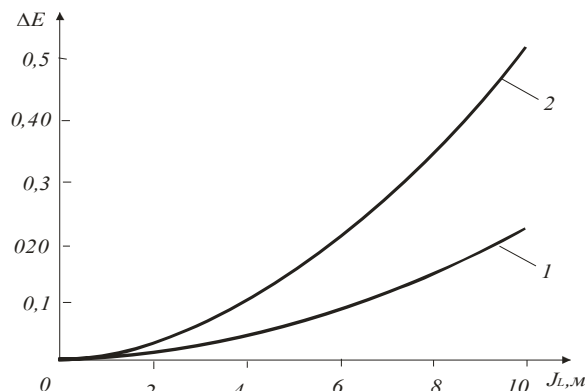


Рис. 2. Відхилення статичних характеристик рівнеміра з блоком вилучення квадратного кореня від лінійної для коефіцієнтів поглинання:  
1 -  $k_{\Gamma} = 0.01$ ; 2 -  $k_{\Gamma} = 0.03$

Якщо коефіцієнт поглинання УЗК незначний, то статична характеристика приладу практично має квадратичну форму так як параметр  $N$  близький до одиниці в широких межах вимірювання рівня. На рис. 1 приведена ця залежність з блоком вилучення квадратного кореня. Дослідження показали, що відхилення теоретичної характеристики від експериментальної незначні і не перевищують 0,35 % від максимальної відстані, якщо газовим середовищем є повітря.

Якщо рівнемір з компенсуючим вхідним сигналом має блок вилучення квадратного кореня, то рівняння (10) приймає таку форму

$$E_L = J_L \sqrt{E_P \left( \frac{N}{J_P^2} \right) \exp \left[ -k_{\Gamma} J_L \left( 1 - \frac{J_P}{J_L} \right) \right]} \quad (11)$$

Рівняння (11) показує, що відхилення від нелінійності викликати тільки підкореневий вираз. На рис. 2 показані залежності  $E_L = f(J_L)$  для різних коефіцієнтів поглинання. З рис. 2 видно, що збільшення коефіцієнта поглинання УЗК газовим середовищем суттєво зменшує чутливість перетворення, а відповідно збільшує як мультиплікативну, так і нелінійні складові похибки вимірювання.

**Висновки.** Новий принцип вимірювання рівня рідини полягає у вимірюванні амплітуда електричного імпульсу, який збуджує УЗК, при наявності зрівноваження ЕРС, котрі індукуються ПЕП. При такому способі вимірювання час розповсюдження УЗК може використовуватися для компенсації впливу фізико-хімічних параметрів газового середовища.

Статична характеристика УЗР з компенсуючим вхідним сигналом є нелінійною, яка в основному обумовлюється фізико-хімічними параметрами газового середовища. Збільшення коефіцієнта поглинання газовим середовищем приводить до значного зростання мультиплікативної та нелінійних складових похибок вимірювання, а також до зменшення діапазону вимірювання.

Отримані результати теоретичних та експериментальних досліджень можуть бути покладені в основу розробки методів підвищення точності вимірювання рівня ультразвуковим методом.

**Література:** 1. Стенцель Й.І., Томсон А.В., Рябіченко А.В. Математичне моделювання ультразвукових рівномірів на основі теорії реологічних переходів. Матеріали другої всеукраїнської науково-практичної інтернет-конференції „Актуальні проблеми сучасної науки”. – Київ: 2006. – с.78-81. 2. Стенцель Й.І., Томсон А.В., Рябіченко А.В. Теоретичні та експериментальні дослідження ультразвукових пьезоелектричних перетворювачів рівня рідин. Матеріали другої Міжнародної науково-практичної конференції „Розвиток наукових досліджень 2006”. – Полтава: 2006. – с.61-63. 3. Стенцель Й.І., Томсон А.В., Рябіченко А.В. Математичні моделі ультразвукових рівнемірів рідин. – Міжнародний НТЖ „Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Хмельницький. №2. – 2006, с. 55 – 58. 4. Кухлінг Х. Справочник по физике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 520 с. УДК 681.586.773

**А. В.РЯБІЧЕНКО, В.В. ЄВСЮКОВ, Й.І. СТЕНЦЕЛЬ**, проф. д-р техн. наук, СНУ ім.В.Даля

### КОМПЕНСАЦІЙНИЙ УЛЬТРАЗВУКОВИЙ РІВНЕМІР

Описується новий принцип вимірювання рівня рідини компенсаційним ультразвуковим рівнеміром за принципом визначення амплітуди збуджуючого сигналу, який сприймається п'єзокерамічним елементом після відбиття від реперного пристрою, і такого ж сигналу, який сприймається тим же елементом після відбиття від поверхні рідини. Приводиться математичне описання такого рівнеміра і показано, що він має зменшену зону нечутливості, практично не чутливий до зміни складу газового середовища, його температури і тиску.

The new principle of measurement of liquid's level by the compensating ultrasound level meter by a principle of definition of amplitude of a stimulating signal, which is perceived by piezoceramic element after reflection from the fiducial plate and after reflection from a surface of the liquid are observed. The mathematical description of this level meter is given. It is shown, that it has reduced zone to insensitivity, practically non-sensitive to change the gas ambience, the temperature and the pressures.

Сучасні ультразвукові рівнеміри (УЗР), як правило, мають реперний пристрій (репер) у вигляді пластини або шайби, від якої випромінений ультразвуковий сигнал (УЗС) відбивається та сприймається п'єзоелектричним приймачем. При цьому вимірювальним блоком визначається час проходження цим сигналом подвійної відстані від випромінювача до репера. Такий метод уведення корекції в процес вимірювання є достатньо недосконалим, так як не враховує похибки, коли відстань до контрольованого рівня перевищує відстань до репера. З метою усунення цього недоліку пропонується компенсаційний УЗР. Такий спосіб вимірювання рівня значно зменшує зону нечутливості рівнеміра, а також підвищує точність контролю. Структурна схема компенсаційного рівнеміра приведена на рис. 1. На відміну від відомих рівнемірів, у яких амплітуда випроміненого сигналу є сталою, у запропонованому приладі амплітуда випроміненого сигналу в залежності від рівня рідини змінюється до тих пір, поки різниця між цими амплітудами не стане рівною нулю. Для врахування впливу температури газу, його тиску, а також складу газового середовища реперний пристрій розташовується в газовому середовищі на фіксованій відстані від п'єзокерамічного випромінювача (ПКВ). Так як відбиті ультразвукові сигнали (УЗС) від репера та від поверхні контрольованого середовища проходять одне і теж газове середовище, то при їх зрівноваженні компенсується зміна параметрів цього середовища, що призводить до зменшення похибок вимірювання рівня. Рівнемір працює наступним чином. Після включення рівнеміра в роботу мікроконтролер видає управляючий сигнал на регулююче джерело імпульсів збудження, яке формує і видає на ПКВ електричний імпульс з мінімальною амплітудою. Одночасно обнуляється і включається лічильник тактових сигналів. ПКВ генерує УЗС, який відбивається від репера і сприймається тим же п'єзокерамічним елементом, формуючи на його виході електричний сигнал. Останній нормується підсилювачем, перетворюється у цифровий код аналого-цифровим перетворювачем і запам'ятовується в блоці пам'яті. Після цього мікроконтролер ініціює подачу на ПКВ послідовності імпульсів з наростаючою амплітудою до величини, при якій запам'ятований електричний сигнал стане рівним сигналу, котрий сформований при відбитті УЗС від поверхні контрольованої речовини. Коли ці електричні сигнали стануть рівними нулю, то мікроконтролер виключає регульоване джерело імпульсів збудження і видає сигнал на блок оброблення інформації [1].



Рис. 1. Структурна схема компенсаційного ультразвукового рівнеміра

Статична характеристика компенсаційного рівнеміра є практично квадратичною, яку можна описати наступним рівнянням [2]

$$E = E_p \left( \frac{N}{J_p^2} \right) J_L^2 \exp \left\{ -n_0 \frac{J_L}{J_p} \left( 1 - \frac{J_p}{J_L} \right) \left[ 1 + \sqrt{\left( 1 + \frac{\Delta e_p}{N_{0p}} \right) - 2k_{CT} J_p} \right] \right\}, \quad (1)$$

де  $E_p$  - амплітуда випроміненого сигналу;  $N, N_{0p}, n_0, k_{CT}$  - сталі;  $J_p, J_L$  - відстань від випромінювача до реперного пристрою та поверхні рідини відповідно;  $\Delta e_p$  - різниця сигналів, яка поступає на компаратор.

Приймається, що підсилювачі, компаратор і джерело регульованої напруги є електричними елементами з лінійною статичною характеристикою. Тому для них можна записати наступне рівняння

$$U_i = k_E e_C, \quad (2)$$

де  $k_E$  - узагальнюючий коефіцієнт передачі електричних схем підсилювачів, компаратора і джерела регульованої напруги.

Інтенсивність сигналу ультразвукових коливань (УЗК), який випромінюється ПКВ, можна описати наступним рівнянням

$$I_0 = 2DS\Pi U_i / CrP = k_0 U_i = \rho c (\omega Y_0)^2 / 2, \quad (3)$$

де  $k_0 = 2DS\Pi / CrP$  - стала п'єзоелемента;  $D$  - жорсткість його пластини  $S$  - поверхня пластини;  $\Pi$  - умовний розмір п'єзоелемента;  $C$  - його ємність;  $r$  - активний опір;  $P$  - активна потужність розсіювання;  $\rho$  - густина газу;  $c$  - швидкість розповсюдження УЗК в газовому середовищі;  $\omega = 2\pi f$  - кутова частота УЗК;  $f$  - частота коливань;  $Y_0$  - амплітуда УЗК на вході в газове середовище.

Інтенсивність сигналу УЗК, який досягнув поверхні рідини дорівнює [3]

$$I_{II} = \rho c V_{1m}^2 / 2 = \rho c (\omega Y_{II})^2 / 2, \quad (4)$$

де  $V_{1m} = \omega Y_{1m}$  - максимальна коливальна швидкість частинок газу при досягненні поверхні рідини;  $Y_{II}$  - амплітуда сигналу УЗК на поверхні рідини.

Зменшення амплітуди сигналу УЗК обумовлюється поглинанням енергії газовим середовищем. Якщо поглинання інтенсивності сигналу УЗК підпорядковується закону Бугера-Ламберта-Бера, то

$$I_{II} = I_0 \exp(-k_r R), \quad (5)$$

де  $k_r$  - коефіцієнт поглинання сигналу УЗК газовим середовищем;  $R$  - відстань від випромінювача УЗК до поверхні рідини.

З врахуванням (3) і (4) маємо

$$Y_{II} = Y_0 [1 - \exp(-0,5k_r R)]. \quad (6)$$

При досягненні поверхні рідини частина енергії сигналу УЗК поглинається рідиною, а друга частина відбивається від поверхні. Якщо рахувати, що процес розповсюдження УЗК у рідині підпорядковується закону Бугера-Ламберта-Бера, то інтенсивність поглинання

$$I_P = I_{II} [1 - \exp(-k_p \delta_p)], \quad (7)$$

де  $I_P$  - інтенсивність сигналу УЗК, який поглинається рідиною;  $k_p$  - коефіцієнт поглинання УЗК рідиною;  $\delta_p$  - глибина поглинання УЗК рідиною, яка залежить від її фізико-хімічного складу і температури.

Інтенсивність сигналу УЗК, яка відбивається від поверхні рідини

$$I_B = I_{II} - I_P = I_0 \left\{ 1 - \exp \left[ -k_r R \left( 1 + \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\}. \quad (8)$$

або, враховуючи (2) – (6), маємо

$$Y_B = Y_0 \left\{ 1 - \exp \left[ -k_r R \left( 1 + \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\}^{1/2}. \quad (9)$$

Інтенсивність сигналу УЗК, яка сприймається п'єзокерамічним елементом

$$I_C = \rho c V_{2m}^2 / 2 = \rho c (\omega Y_C)^2 / 2, \quad (10)$$

де  $V_{2m} = \omega Y_C$  - максимальна коливальна швидкість частинок газу при досягненні поверхні п'єзоелектричного елемента;  $Y_C$  - амплітуда сприймаючого п'єзоелектричним елементом сигналу УЗК.

Якщо прийняти, що газове середовище для падаючого і відбитого УЗК одне й теж, то інтенсивність поглинання відбитого сигналу УЗК можна описати рівнянням

$$I_C = I_0 \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\} \quad (11)$$

або

$$Y_C = Y_0 \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\}^{1/2}. \quad (15)$$

Рахуватимемо, що амплітуда  $e_C$  електрорушійної сили, яка створюється п'єзоелементом, пропорційна амплітуді  $Y_C$ . Тоді маємо

$$e_C = k_{II} Y_0 \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\}^{1/2}, \quad (12)$$

де  $k_{II}$  - коефіцієнт передачі п'єзоелемента.

З рівняння (2) знайдемо амплітуду випромінюючого імпульса, яка дорівнює

$$Y_0 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2k_0 U_i}{\rho c}}. \quad (13)$$

Підставивши (13) у рівняння (12), маємо

$$e_C = \frac{k_E}{\omega} \sqrt{\frac{2k_0 U_i}{\rho c}} \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right] \right\}^{1/2}. \quad (14)$$

Згідно з принципом вимірювання амплітуда  $e_c$  створюваного п'єзоелементом електричного сигналу, є сталою величиною. Тоді, приймаючи, що  $e_c = E_c = const$ , з (14) одержуємо

$$U_i = \frac{\rho c}{2k_0} \left( \frac{\omega E_c}{k_E} \right) \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right]^{1/2} \right\}. \quad (15)$$

Формально рівняння (15) є статичною характеристикою рівноміра зі змінним збуджуючим імпульсом. Нижній рівень збуджуючого імпульса  $U_H$  характеризує реперну точку і визначається репером. Відстань  $R_0$  від п'єзоелемента до репера визначається зоною нечутливості рівноміра. Якщо  $R = R_0$ , то збуджуючий сигнал, який є реперним, дорівнює

$$U_{Pi} = \frac{\rho c}{2k_0} \left( \frac{\omega E_c}{k_E} \right) \exp(2k_r R_0). \quad (16)$$

З врахуванням реперної напруги імпульса і того, що  $R = H - L$  рівняння статичної характеристики рівноміра набуває вигляду

$$U_i = \frac{\rho c}{2k_0} \left( \frac{\omega E_c}{k_E} \right) \left[ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right]^{1/2} + \exp(-2k_r R_0) \right]. \quad (17)$$

Позначимо  $N_0 = \rho c \omega E_c / 2k_0 k_E$ . Тоді рівняння (17) приймає наступну форму

$$U_i = N_0 \left[ \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r R \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right]^{1/2} \right\} + \exp(-2k_r R_0) \right]. \quad (18)$$

Розрахована за формулою (18) статична характеристика рівноміра, призначеного для вимірювання рівня води, коли газовим середовищем є повітря, близька до лінійної і має вигляд показаний на рис. 5.

Статична характеристика має зміщення на величину  $U_0 = kR_0$  при (див. рис. 5, крива 2)  $R_0 = 0$ . При градуванні рівноміра на заданий діапазон вимірювання статичну характеристику приводять до наступної форми (рис. 5, крива 3)

$$U_i = N_0 R^2 \left\{ 1 - \exp \left[ -2k_r (R + 2R_0) \left( 1 + 0,5 \frac{k_p \delta_p}{k_r R} \right) \right]^{1/2} + \exp(-2k_r R_0) \right\} - k_0 R_0, \quad (19)$$

де  $k_0$  - налагоджувальний параметр рівноміра.

Рівень рідини в апараті розраховується в обчислювальному пристрої вимірювальної схеми за формулою  $L = k_L (U_{0i} - U_i)$ , де  $k_L$  - коефіцієнт перетворення рівноміра;  $U_{0i}$  - збуджуючий електричний сигнал, який відповідає нульовому рівню рідини в апараті. Експериментальна статична характеристика рівноміра показана на рис. 5, крива 1. Її відхилення від теоретичної не перевищує 0,25%, що свідчить про адекватність математичних моделей.

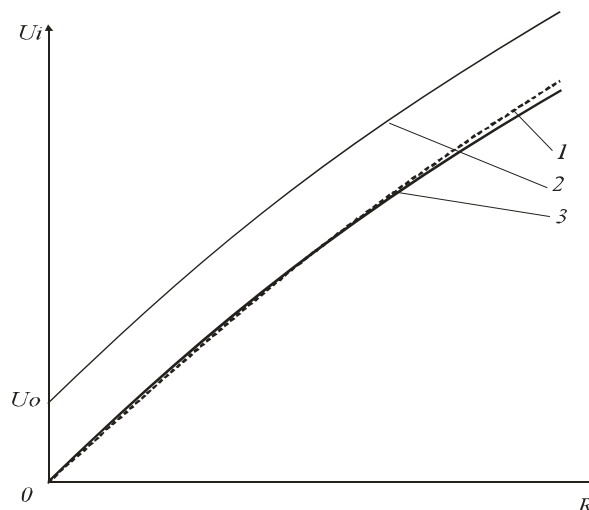


Рис. 5. Статична характеристика рівноміра зі змінним збуджуючим імпульсом.

**Висновки.** Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що статична характеристика компенсаційного ультразвукового рівноміра є близькою до лінійної. Величина нелінійності, в основному, обумовлюється фізико-хімічними параметрами газового середовища, в якому розповсюджуються УЗК. Як показують експериментальні дослідження, при висоті рівня до 20 м нелінійність статичної характеристики не перевищує 0,3%. Зона нечутливості рівноміра не перевищує 0,2 м. Показано, що компенсаційний принцип

вимірювання дозволяє суттєво зменшити вплив температури, тиску та складу газового середовища на точність контролю.

**Література:** 1. Патент України на корисну модель 32894 МКВ G 01 F 23/28. Ультразвуковий рівнемір / Рябіченко А.В., Стенцель Й. І.; Заявл. 10.12.2007; Опубл. 10.06.2008. Бюл. 11. 2. Стенцель Й.І., Томсон А.В., Рябіченко А.В. Математичне моделювання ультразвукових рівномірів на основі теорії реологічних переходів. Матеріали другої всеукраїнської науково-практичної інтернет-конференції „Актуальні проблеми сучасної науки”. – Київ: 2006. – с.78-81. 3. Кухлинг Х. Справочник по физике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 520 с.

УДК 620.179.14

**Б.М. ГОРКУНОВ**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ",  
**Н.Н. СИРЕНКО**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ",  
**И.В. ТЮПА**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ",  
**А.А. ТИЩЕНКО**, асп., НТУ "ХПИ"

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ СЛОЕВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

У роботі запропоновано теоретичну модель вихрострумового перетворювача прохідного типу з ферромагнітним зразком представленим у вигляді соленоїда з геометрією витка еквівалентною глибині проникнення електромагнітного поля. Отримано вирази для визначення складових комплексного опору котушки перетворювача та просторовий розподіл еквівалентного опору перетворювача зі зразком.

In the work the theoretical model of bobbin probe type eddy current converter with the ferromagnetic sample represented as a solenoid with geometry of coil to the equivalent depth of penetration of the electromagnetic field is offered. Expressions are got for determination of constituents of complex resistance of bobbin of converter and spatial distributing of equivalent resistance of converter with a sample.

**Введение.** Для надежного контроля и эффективного диагностирования поверхностного состояния металлических конструкций широко применяется вихретоковый бесконтактный метод неразрушающего контроля. В основе данного метода лежит взаимодействие внешнего по отношению к объекту контроля намагничивающего электромагнитного поля с индуцированными в материале объекта вихревыми токами. Вихретоковый метод контроля постоянно развивается и является весьма перспективным, поскольку обладает рядом существенных преимуществ в силу отсутствия необходимой подготовки поверхности изделия, высокой скорости и автоматизации процесса контроля, возможностью контроля через защитные поверхности и т.д. [1].

Несмотря на достаточное развитие теоретических и прикладных аспектов современных методов и средств вихретокового неразрушающего контроля, надежных и эффективных средств получения и обработки экспериментальных данных в настоящее время не существует.

Иными словами, определение функциональных зависимостей между состоянием объекта и сигналами преобразователя, а также восстановление параметров дефекта или структуры объекта по измеренным данным разработаны слабо в силу большой сложности и многозначности задачи [2].

Надежный метод получения результатов должен опираться на разработанную математическую модель, адекватно описывающую процесс получения экспериментальных данных. Математическую модель можно описать как аналитически, так и численными методами.

**Постановка задачи.** Основным элементом, преобразующим физические явления в электрический сигнал, при вихретоковом контроле является вихретоковый преобразователь (ВТП). При проектировании ВТП всегда возникает задача определения распределения электромагнитного поля в преобразователе, объекте контроля и окружающем пространстве. Аналитические методы решения подобных задач для определения поля в областях с простой геометрией и однородной средой подробно рассмотрены в [3]. При существенной неоднородности среды целесообразно воспользоваться методами граничных интегральных и пространственных интегральных уравнений [4,5]. Применение перечисленных методов при проектировании ВТП позволяет успешно находить распределение электромагнитного поля в объекте со сложной геометрией и нелинейными свойствами с достаточно высокой точностью, но при больших затратах машинного времени. На данный момент в современных исследованиях в области вихретокового контроля основной упор сделан на совершенствование алгоритмов расчетных операций, направленных на сокращение временных затрат [6]. Эффективность численных методов расчета оценивается по конечным параметрам: точности и производительности программного продукта, простоте реализации. Это, в частности, можно достичь при создании упрощенных моделей ВТП с исследуемым образцом за счет конкретизации параметров контроля объекта и ограничения диапазонов контроля.

**Основная часть.** Рассмотрим простейшую модель кольцевого витка (см. рис. 1) с поперечным сечением в виде окружности.

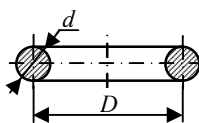


Рис. 1. Схематичное изображение одного витка с поперечным сечением в виде окружности.

Найдем собственную индуктивность кольцевого проводника намагничивающей обмотки диаметра  $D$ . Для этого воспользуемся формулой для расчета индуктивности кругового кольца проводника кругового сечения [7]:

$$L = \mu_0 \frac{D}{2} \left( \ln \frac{8D}{d} - 2 + \frac{\zeta}{4} \right), \quad (1)$$

где  $D$  – диаметр кольца (по осевой линии провода);

$d$  – диаметр поперечного сечения провода;

$\zeta$  – величина, значение которой определяется в зависимости от значений параметра  $kr$ , причем  $kr = \sqrt{\omega \mu \sigma}$ ,  $\omega = 2\pi f$  – циклическая частота возбуждающего тока;  $\mu = \mu_0 \mu_r$  – абсолютная магнитная проницаемость вещества;  $\sigma$  – удельная электрическая проводимость вещества;  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость вещества;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная.

Для определения  $\zeta$  при  $kr < 2$  можно пользоваться формулой:

$$\zeta = 1 - \frac{1}{6}x^4 + \frac{13}{270}x^8 \dots, \quad (2)$$

а при  $kr > 5$  – формулой:

$$\zeta = \frac{1}{x} - \frac{3}{64x^3} - \frac{13}{270x^4} \dots, \quad (3)$$

где  $x = \frac{kr}{2\sqrt{2}}$ .

Формула верна при любой частоте с точностью до членов порядка  $\left(\frac{d}{D}\right)^2$ .

Активное сопротивление витка определяется по формуле:

$$R_i = 4\rho \frac{D}{d^2}. \quad (4)$$

Для нахождения взаимных индуктивностей рассмотрим случаи коаксиальных круговых контуров одинаковых и неодинаковых диаметров (см. рис. 2 а, б) соответственно, которые расположены друг относительно друга на расстоянии  $y$  и для одинаковых сечений проводников.

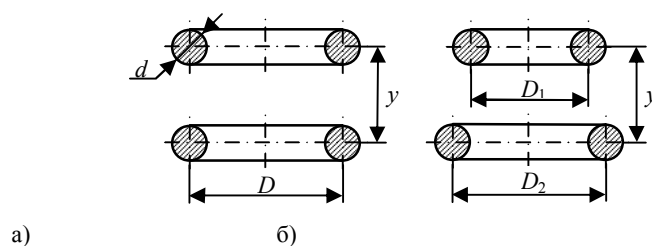


Рис. 2. Коаксиальные круговые контуры с одинаковыми а) и неодинаковыми б) диаметрами.

Взаимная индуктивность коаксиальных круговых контуров одного диаметра, расположенных близко друг к другу, рассчитывается по формуле [7]:

$$M_1 = \mu_0 \frac{D}{2} \left[ \left( 1 + \frac{3}{4}\xi^2 - \frac{15}{64}\xi^4 + \frac{35}{256}\xi^6 + \dots \right) \ln \frac{4}{\xi} - 2 - \frac{1}{4}\xi^2 + \frac{31}{128}\xi^4 - \frac{247}{1536}\xi^6 + \dots \right], \quad (5)$$

$$\xi = \frac{y}{D}, \quad (6)$$

Для расчета взаимной индуктивности коаксиальных круговых контуров с неодинаковыми диаметрами (см. рис. 2, б) воспользуемся формулой представленной в виде бесконечного ряда [7]:

$$M_2 = \frac{\mu_0 \pi \sqrt{D_1 D_2}}{\sqrt{2(1+q)}} q^{3/4} \left[ 1 + \frac{1}{4}q^2 + \frac{9}{64}q^4 + \dots + A_n q^{2n} + \dots + \frac{1}{2}q + \frac{3}{16}q^3 + \dots + \frac{2n+1}{2(n+1)} A_n q^{2n+1} + \dots \right], \quad (7)$$

где



$$A_n = \left[ \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \dots 2n} \right]^2; \quad (8)$$

$$q = k_2 = \frac{1 - k_1'}{1 + k_1'}, \quad (9)$$

$$k_1'^2 = 1 - k_1^2, \quad (10)$$

где  $k_2$  – модуль полных эллиптических интегралов первого и второго рода  $K_2$  и  $E_2$ .

$$k_1 = \frac{1 - k'}{1 + k'}, \quad (11)$$

где  $k_1$  – модуль полных эллиптических интегралов первого и второго рода  $K_1$  и  $E_1$ .

$$k'^2 = 1 - k^2, \quad (12)$$

$$k^2 = \frac{4D_1D_2}{(D_1 + D_2)^2 + 4y^2}, \quad (13)$$

где  $k$  – модуль полных эллиптических интегралов первого и второго рода  $K$  и  $E$ .

Для выбора значения циклической частоты  $\omega$  электромагнитного поля зададимся диаметром сечения витка эквивалентной трубки вихревого тока, равным глубине проникновения поля  $\delta$ , тогда

$$\omega = \frac{2}{\delta^2 \mu_0 \mu_r \sigma}. \quad (14)$$

Составляющую комплексного сопротивления для витка преобразователя найдем по формуле:

$$Z_{\text{эКВ}} = R_{\text{эКВ}} + j\omega L_{\text{эКВ}} + j\omega M_{\text{эКВ}}, \quad (15)$$

где  $R_{\text{эКВ}}$ ,  $L_{\text{эКВ}}$  – активное сопротивление и индуктивность витка обмотки вихретокового преобразователя;

$M_{\text{эКВ}}$  – сумма всех взаимных индуктивностей, которая учитывает взаимодействие одного витка обмотки ВТП со всеми условными витками образца и со всеми витками обмотки преобразователя.

Для примера рассмотрим модель вихретокового преобразователя, состоящего из пяти горизонтальных витков, с цилиндрическим образцом. Образец представляет собой соленоид, разбитый на элементарные витки, диаметр сечения которых равен  $\delta$ . Данная модель может быть проиллюстрирована с помощью рис. 3.

Для того, чтобы произвести расчет модели вихретокового преобразователя зададим параметры модели. Параметры обмотки: диаметр витка  $D_1 = 14$  мм; диаметр провода  $d = 0,1$  мм (с учетом изоляции диаметр провода  $d = 0,12$  мм); материал витка – медь, удельная электрическая проводимость  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$  См/м. Параметры образца: диаметр образца  $D_2 = 10$  мм; длина образца  $l = 50$  мм. В расчетах будем использовать образцы, изготовленные из стали Ст. 45 с характеристиками  $\mu_r = 80$ ;  $\sigma = 0,47 \cdot 10^7$  См/м и стали Х18Н10Т с характеристиками  $\mu_r = 1,5$ ;  $\sigma = 0,14 \cdot 10^7$  См/м. Расчет значений  $Z_{\text{эКВ}i}$  проведем для глубин проникновения  $\delta = 0,3$  мм;  $\delta = 0,4$  мм и  $\delta = 0,5$  мм.

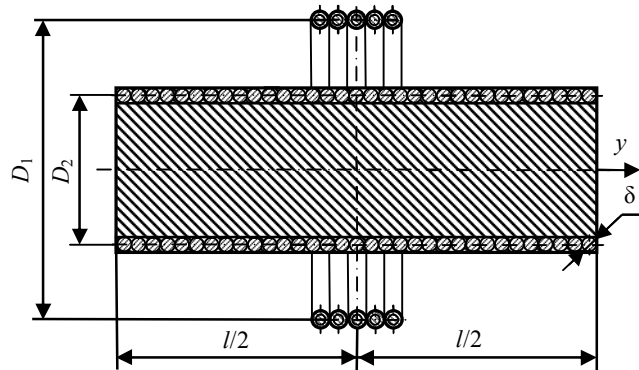


Рис. 3. Расчетная модель ВТП, состоящего из пяти горизонтальных витков, и цилиндрического образца.

На рис. 4 и 5 представлены графики зависимости  $Z^*$  от расположения витков образца относительно витков катушки для разных материалов с разными глубинами проникновения, где  $Z^*$  определяется из соотношения:

$$Z^* = \frac{Z_{\text{эКВ}}}{Z_0}, \quad (16)$$

$$Z_0 = R_0 + j\omega L_0, \quad (17)$$

где  $R_0 = 4\rho W \frac{D_1}{d^2}$  ( $W$  – количество витков ВТП).

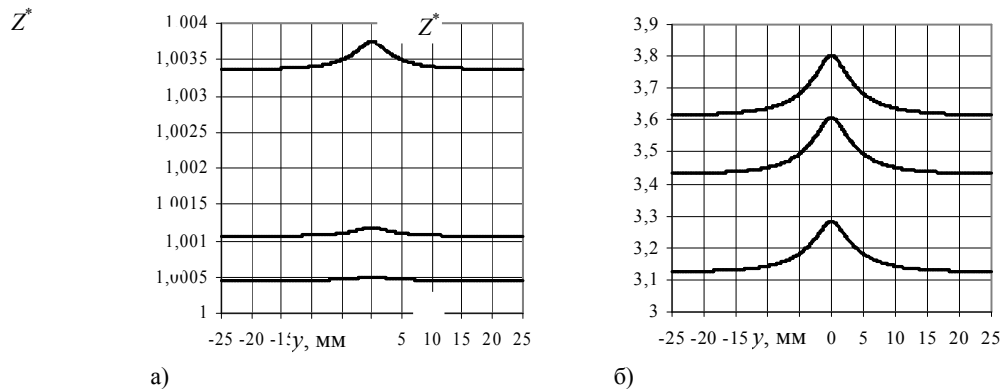


Рис.4. Графики зависимости  $Z^*$  от расположения элементарных витков образца относительно витков катушки для стали Ст.45 а) и стали X18N10T б) на разных глубинах проникновения: 1.  $\delta = 0,3$  мм; 2.  $\delta = 0,4$  мм; 3.  $\delta = 0,5$  мм.

**Заключение.** Данная математическая модель позволяет оценить изменение эквивалентного сопротивления ВТП с различными образцами и при различных режимах его работы. Так, например, если зафиксировать для известного материала частоту зондирования, то можно рассчитать изменение  $Z_{э\text{кв}}$  в зависимости от изменения характеристик  $\mu_r$  и  $\sigma$  на глубине  $\delta$  при поверхностном упрочнении материала.

**Список литературы:** 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.2: В 2 кн.-М.: Машиностроение, 2003.-688 с. 2. Гальченко В.Я. Информационные модели в теории и практике электромагнитной дефектоскопии. – Луганск: Издательство Восточноукраинского государственного университета, 1997. – 262 с., ил. 3. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. М.-Л: Издательство АН СССР, 1948. – 727 с. 4. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев: Техніка, 1974. – 352 с. 5. Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с. 6. Лунин В.П. Двухшаговый алгоритм конечно-элементного решения задач электромагнитного контроля. Вихретоковый контроль. Дефектоскопия, №12, 2006., С. 62-69. 7. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1955. – 368 с.

УДК620.179.14

**МИРОШНИКОВ В.В.**, д-р техн. наук, проф., ВНУ им. В. Даля, Луганск. **КРАСНЯКОВ О.Л.**, асп., ВНУ им. В. Даля, Луганск.

## РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КОНВЕЕРНОГО МЕТАЛЛОДЕТЕКТОРА

Надана методика розрахунку основних параметрів металодетектору в залежності від розміру поля збудження та поля, створеного металевими включеннями.

The method of calculation of basic parameters metal-detector is offered depending of the value of the exciting field and field, which created the metallic inclusions.

В процессе добычи и переработки сыпучих материалов, к которым можно отнести большой ряд материалов от угля, щебенки до зерна и сахара, они засоряются металлическими включениями (МВ). МВ это детали, элементы конструкций и инструментов, с помощью которых добывается, транспортируется и перерабатывается данный материал. По статистической оценке от 87% до 92% МВ, выявляемых в сыпучих материалах, являются ферромагнитными. Для их извлечения, и тем самым для защиты технологического оборудования, широко используются различные типы железоотделителей. Железоотделитель представляет собой П-образный электромагнит, габаритные размеры которого определяет ширина транспортной ленты (от 500 мм до 2000 мм) и извлекающая способность, т. е. величина создаваемого им магнитного поля. Потребляемая мощность железоотделителей колеблется от 600 до 15000 Вт, что при круглосменной работе позволяет отнести это оборудование к высокоэнергоёмким. Естественно, возникает задача о снижении энергозатрат путем кратковременного включения железоотделителя в момент прохождения МВ в потоке материала.

Проведенные исследования на горно-обогатительной фабрике показали, что при суточном объеме переработки угля 8,3 тыс. тонн частота выявления металлических включений составляет 20–30 случаев. Масса выявленных МВ распределяется следующим образом: 0,1...1,0 кг – 45%; 1,0...4,0 кг – 15%; 4,0...10 кг – 30% и свыше 10 кг – 10%. При месячном объеме производства в 250 тыс. тонн угля масса выявляемых МВ составляет 1,3...1,5 тонн.

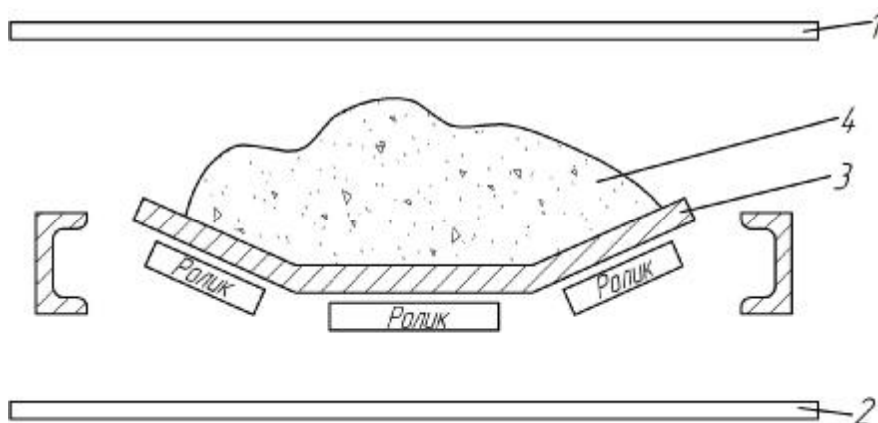
Приведенные выше данные показывают, что железоотделитель является необходимым элементом технической безопасности технологического оборудования и в то же время имеется возможность уменьшить его энергопотребление.

Учитывая периодичность появления МВ железоотделитель целесообразно держать в "теплом" состоянии, т. е. на 5...10% от полной мощности и включать на полную мощность только при обнаружении МВ.

Таким образом, металлодетектор является необходимым элементом системы управления железоотделителя, что позволяет экономить до 80...85% электроэнергии.

На рис. 1 представлена схема расположения катушек металлодетектора на транспортере.

Рис. 1. Схема металлодетектора транспортной 1 – измерительные катушка транспортной контролируемый



расположения относительно ленты: катушки; 2 – возбуждения; 3 – лента; 4 – материал.

Такая катушек их монтировать ленты. При этом возбуждения прямоугольной которой определяются шириной транспортной ленты (рис. 2).

конструкция позволяет легко без разрыва обмотка имеет форму, размеры

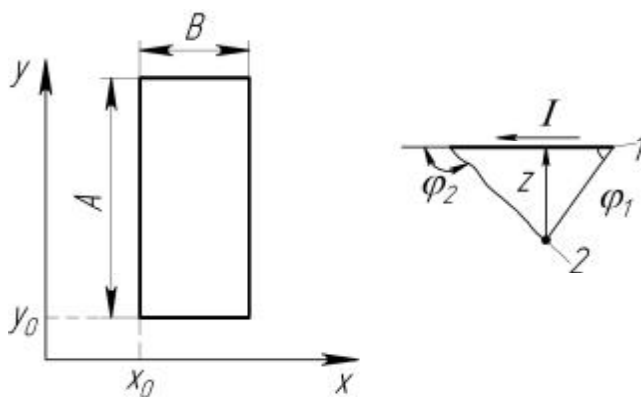


Рис. 2. К расчету поля катушки возбуждения:

1 – виток обмотки возбуждения; 2 – расчетная точка.

Для расчета поля создаваемого обмоткой возбуждения рассмотрим поле одинарного прямоугольного витка размером A×B. Поле в исходной точке определяется [1] согласно закона Био-Савара-Лапласа

$$dH = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{I}{Z^3} [d\vec{l} \times \vec{Z}]$$

Определим коэффициенты для каждой грани катушки возбуждения

$$C_{\varphi_1} = \frac{x_0}{\sqrt{x_0^2 + y_0^2 + z_0^2}}; C_{\varphi_{1y}} = \frac{A - y_0}{\sqrt{x_0^2 + z_0^2 + (A - y_0)^2}};$$

$$C_{y_1} = \frac{B - x_0}{\sqrt{y_0^2 + z_0^2 + (B - x_0)^2}}; C_{y_{1A}} = \frac{B - x_0}{\sqrt{z_0^2 + (B - x_0)^2 + (A - y_0)^2}};$$

$$C_{y_2} = \frac{y_0}{\sqrt{y_0^2 + z_0^2 + x^2}}; C_{\varphi_{2B}} = \frac{A - y_0}{\sqrt{z_0^2 + (B - x_0)^2 + (A - y_0)^2}};$$

$$C_{y_{2B}} = \frac{y_0}{\sqrt{z_0^2 + y_0^2 + (B - x_0)^2}}; H_{z_1} = -\frac{y_0}{(z^2 + y_0)^2} \cdot (C_{\varphi_1} + C_{y_1});$$

$$H_{z_2} = H_{z_1} - \frac{A + y_0}{(z^2 + (A - y_0))^2} \cdot (C_{\varphi_{1y}} + C_{y_{1A}}); H_{z_3} = -\frac{x_0 \cdot (C_{\varphi_2} + C_{y_2})}{z_0^2 + x_0^2} + H_{z_2}.$$

Окончательно получаем формулу для расчета поля в любой точке, находящейся под витком обмотки возбуждения

$$H_z = \frac{I}{4\pi} \cdot \left( H_{z_3} - \frac{B - x_0}{z^2 + (B - x_0)^2} \cdot (C_{\varphi_{2B}} + C_{y_{2B}}) \right).$$

Учитывая большие геометрические размеры обмотки возбуждения, наиболее оптимальным, с точки зрения энергетических затрат, является импульсный режим возбуждения. Для определения тока, протекающего по обмотке возбуждения, рассмотрим цепь коммутации (рис. 3).

При расчете примем допущение, что величина емкостного накопителя  $c_1 \dots c_n$  достаточно большая и заряд, за время действия импульса возбуждения не меняется. Тогда, согласно закона Кирхгофа [2] можно записать следующую систему уравнений

$$L_{OB} \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{c} = 0$$

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{c} \int_{t_1}^t Idt = 0,$$

где  $L_{OB} = \mu_0(A+B) \cdot \frac{\ln(A+B)}{2\pi}$ , [3] – индуктивность обмотки возбуждения; R – полное сопротивление цепи, состоящей из сопротивления транзистора и активного сопротивления обмотки возбуждения; q – заряд емкостного накопителя.

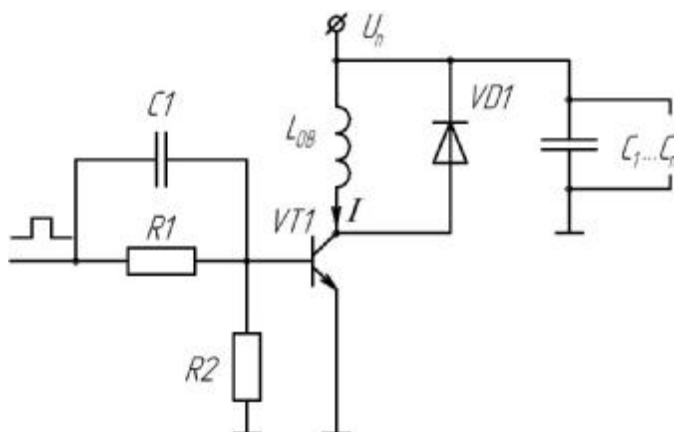


Рис. 3. Электронный ключ для питания обмотки возбуждения.

Учитывая, что напряжение на обмотке в форме близкой к прямоугольному импульсу, будем считать, что сопротивление R изменяется по такому же закону (рис. 4).

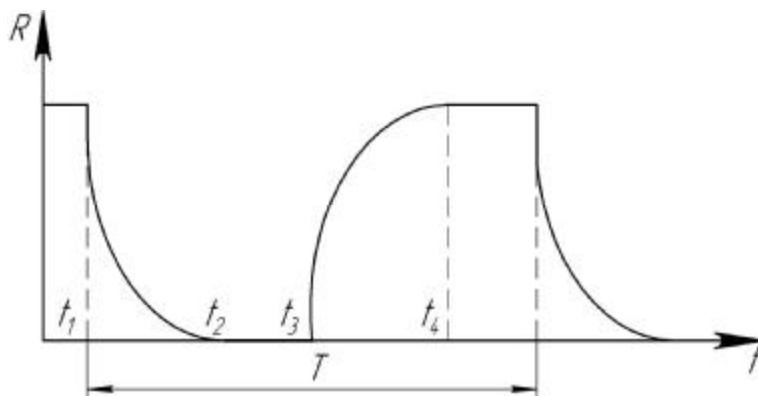


Рис. 4. Закон изменения сопротивления.

Приняв такой характер изменения сопротивления, ток в обмотке возбуждения будет изменяться следующим образом  $\frac{dI}{dt} = \frac{U - RI}{L}$ , где U – напряжение питания.

Используя метод Рунге-Кутты найдем изменение тока в цепи

$$I(t + \Delta t) = I(t) + \frac{1}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4),$$

где  $K_1 = \Delta t \cdot f(t, I)$ ;  $K_2 = \Delta t \cdot f\left(t + \frac{\Delta t}{2}, I + \frac{K_1}{2}\right)$ ;  $K_3 = \Delta t \cdot f\left(t + \frac{\Delta t}{2}, I + \frac{K_2}{2}\right)$ ;  $K_4 = \Delta t \cdot f(t + \Delta t, I + K_3)$ .

Таким образом, рассчитываются основные параметры цепи возбуждения и величина поля, создаваемого обмоткой возбуждения.

Найдем теперь поле вихревых токов МВ, которое наводится полем возбуждения. Для этого заменим вихревые токи магнитным диполем и найдем его поле [4]

$$H = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{3(\bar{P} \cdot \bar{r}) \cdot \bar{r}}{r^5} - \frac{\bar{P}}{r^3} \right),$$

где  $\bar{P} = 2\pi ad^3 \operatorname{Re}(D_{in}) \omega_{in} \cdot \bar{H}_{in}$  – дипольный момент;  $\omega_{in} = 2\pi f$ ;  $f$  – частота поля возбуждения;  $H_{in}$  – напряженность поля возбуждения:

$$D_{in} = -2 \frac{(2\mu_1 n_{1in} + \mu_2 n_{2in})}{2\mu_1 n_{1in} - 2\mu_2 n_{2in}};$$

$$n_{2in} = n_{1in} - v_{in}^2 sh v_{in}; \quad n_{1in} = sh v_{in} - v_{in} st v_{in}; \quad v_{in} = \sqrt{\mu_1 \omega_{in} \sigma d};$$

$\mu_1$  – магнитная проницаемость МВ;  $\mu_2$  – магнитная проницаемость контролируемой среды;  $\sigma$  – удельная проводимость материала МВ;  $d$  – характерный размер магнитного диполя для материала МВ.

Рассчитав дипольный момент для трех составляющих поля  $P_x$ ,  $P_y$  и  $P_z$  мы находим поле, которое создают вихревые токи в МВ.

$$H_{z_1} = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{3(P_x \cdot x + P_y \cdot y + P_z \cdot z) \cdot z_1}{(x^2 + y^2 + z^2)^{5/2}} - \frac{P_z}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} \right),$$

где  $x$ ,  $y$ ,  $z$  – расстояния от измерительной обмотки до точки расчета, в которой определяется дипольный момент.

Полученное значение напряженности магнитного поля позволяет рассчитать, в первом приближении, значение э. д. с., наводимой в измерительной обмотке металлодетектора.

Предложенная модель расчета позволяет определить основные параметры металлодетектора, к которым относятся: число витков обмотки возбуждения и измерительных обмоток, частота поля возбуждения, ток обмотки возбуждения и расстояние между обмоткой возбуждения и измерительной обмоткой. Проведенные экспериментальные исследования с металлодетектором на ширину конвейерной ленты 1600 мм с параметрами: число витков обмотки возбуждения – 18; число витков измерительных обмоток – 120; ток возбуждения – 6 А; частота поля возбуждения – 1 кГц; расстояние между обмоткой возбуждения и измерительной обмоткой – 0,7 м, показали, что данный металлодетектор в центре со 100% вероятностью выявляет стальной шарик диаметром 18 мм по всей глубине контроля. Чувствительность металлодетектора к краям конвейерной ленты падает, и он надежно выявляет шарик диаметром 30 мм на расстоянии 0,4 м от обмотки возбуждения.

**Список литературы:** 1. Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Высшая школа, 1986. 2. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. 3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. – Энергоиздат, 1986. 4. Вонсовский С.В. Магнетизм. – М.: "Наука", 1971.

**СТОРОЖЕНКО В.А.**, д.т.н., проф., ХНУРЭ;  
**МАЛИК С.Б.**, асп., ХНУРЭ;  
**МЯГКИЙ А.В.**, инж., ХНУРЭ

## ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ ТЕПЛОВОЙ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ НА ОСНОВЕ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Розроблено нову теплофізичну модель процесу теплової дефектоскопії, яка більш повно відображає цей процес шляхом врахування теплопередачі через дефект та обмеження температури нагрівання матеріалу. На основі аналізу моделі запропоновано методику оптимізації режиму проведення теплової дефектоскопії критерієм максимізації відношення сигнал/шум, яке враховує флуктуації випромінювальної здатності об'єкту контролю і нерівномірність нагріву.

The new thermophysical model of infrared testing process is presented. This model is more adequate and it allows for heat transfer through defect and material reheat temperature limitations. Infrared testing conditions optimization technique based on the analysis of this model is proposed. The SNR maximization criteria is used in this technique and it takes into account testing object emittance fluctuations and heating nonuniformity.

### 1. Введение и постановка задачи

Тепловая дефектоскопия (ТДС) состоит в определении факта наличия дефекта внутренней структуры объекта контроля (ОК). критерием обнаружения дефекта (трещины, расслоения, воздушного включения и т.п.) является появление на поверхности ОК локальной аномалии – избыточного температурного поля ( $\Delta T$ ), возникающего под действием внешнего теплового потока  $q$ .

Для решения задач ТДС рядом исследователей [1, 2, 3] построены теплофизические модели процесса ТДС и реализующие их компьютерные программы, позволяющие рассчитать ожидаемую величину полезного сигнала от дефекта (температурного перепада  $\Delta T$ ), а также определить оптимальный режим проведения контроля: время нагрева  $\tau_n$  объекта до максимальной температуры  $T_{max}$  и время задержки  $\tau_z$ , необходимое для формирования максимального температурного перепада  $\Delta T$ .

Однако существующие теплофизические модели содержат ряд упрощений, снижающих их адекватность (не учитывается или теплопроводность дефекта, или ограничение по температуре нагрева  $T_{max}$  и т.п.). При этом критерием оптимизации является максимум полезного сигнала, в то время как при наличии шумов типа флуктуаций излучательной способности  $\Delta \epsilon$  объекта контроля и неравномерности нагрева  $\Delta q$  критерием оптимизации должно быть отношение сигнал/шум.

Целью работы является разработка более совершенной теплофизической модели и оптимизация режима ТДС по критерию максимизации отношения сигнал/шум на основе анализа этой модели.

### 2. Теплофизическая модель

Для решения поставленной задачи разработана следующая теплофизическая модель (рис. 1).

Объект контроля (ОК) представляется в виде цилиндра с неоднородностью (дефектом). Дефект также имеет цилиндрическую форму и отличается по ТФХ от материала ОК.

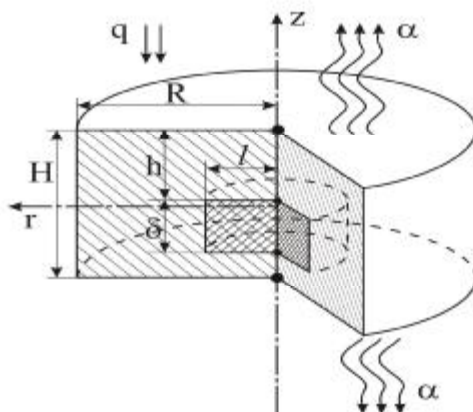


Рис. 1. Объект контроля.

Согласно выбранной модели решение осуществляется при граничных условиях 2-го и 3-го рода на внешних поверхностях ОК:

$$z = H \quad \left( \lambda(\vec{r}, t) \frac{\partial T(\vec{r}, t)}{\partial n} \right) \Big|_S = \alpha \left( T(\vec{r}, t) \Big|_S - T_{срeды} \right) - q(\vec{r}, t) \quad (1)$$

$$z = 0 \quad -\lambda(\vec{r}, t) \frac{\partial T(\vec{r}, t)}{\partial n} \Big|_S = -\alpha \left( T(\vec{r}, t) \Big|_S - T_{\text{среды}} \right) \quad (2)$$

где  $T(\vec{r}, t)$  - температура объекта контроля;  $\lambda(\vec{r}, t)$  - коэффициент теплопроводности (в общем случае может зависеть от температуры), Вт/м·К;  $q(\vec{r}, t)$  - плотность потока тепла, Вт/м<sup>2</sup>;  $\alpha$  - коэффициент теплоотдачи, Вт/м<sup>2</sup>·К;  $\rho$  - плотность вещества, кг/м<sup>3</sup>.

Соотношения (1, 2) отражают реальные условия проведения ТДС, т.е. нагрев ОК внешним источником тепла и наличие теплообмена с окружающей средой.

Математическая модель процесса ТДС основывается на решении дифференциального уравнения нестационарной теплопроводности [4], записанного для выбранной цилиндрической системы координат:

$$\text{div}(\lambda(\vec{r}, t) \nabla T(\vec{r}, t)) + q(\vec{r}, t) = c\rho \frac{\partial T(\vec{r}, t)}{\partial t}, \quad (3)$$

где  $c$  - удельная теплоемкость, Дж/кг·К.

Для решения уравнения (3) применяется численный (сеточный) метод конечных разностей [4]. Для этого строится пространственно-временная сетка с шагом по времени  $\Delta t$  и координатами соответственно  $h_1, h_2$  (рис. 2). Тогда уравнение (3) аппроксимируется в следующую конечно-разностную схему:

$$\frac{\Delta t}{c\rho} \frac{\lambda}{h^2} T_{i+1}^{t+\Delta t} - \left( 1 + 2 \frac{\Delta t}{c\rho} \frac{\lambda}{h^2} \right) T_i^{t+\Delta t} + \frac{\Delta t}{c\rho} \frac{\lambda}{h^2} T_{i-1}^{t+\Delta t} = -T_i^t - \frac{\Delta t}{c\rho} q_i \quad (4)$$

где  $h$  - координата линейного размера ( $h_1, h_2$ ),  $T_{i+1}^{t+\Delta t}$  - температура в узле  $i+1$  в момент времени  $t+\Delta t$ ,  $T_i^t$  - температура в узле  $i+1$  в момент времени  $t$ .

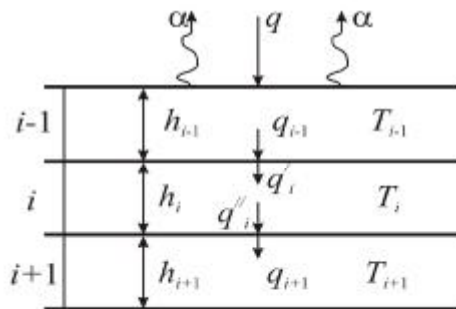


Рис. 2. Схема узлов сетки

При использовании неявной схемы и граничных условий второго и третьего рода (1,2) уравнение (3) приобретает вид:

$$\frac{\Delta t}{c_i \rho_i} \frac{2\lambda_i}{h_i} \frac{\lambda_{i-1}}{\lambda_i h_{i-1} + \lambda_{i-1} h_i} T_{i-1}^{t+\Delta t} - \left( 1 + \frac{\Delta t}{c_i \rho_i} \frac{2\lambda_i}{h_i} \left( \frac{\lambda_{i+1}}{\lambda_{i+1} h_i + \lambda_i h_{i+1}} + \frac{\lambda_{i-1}}{\lambda_i h_{i-1} + \lambda_{i-1} h_i} \right) \right) T_i^{t+\Delta t} + \frac{\Delta t}{c_i \rho_i} \frac{2\lambda_i}{h_i} \frac{\lambda_{i+1}}{\lambda_{i+1} h_i + \lambda_i h_{i+1}} T_{i+1}^{t+\Delta t} = -T_i^t - \frac{\Delta t}{c_i \rho_i} q_i, \quad (5)$$

где  $\lambda_i$  - коэффициент теплопроводности в узле сетки  $i$  ( $\lambda_{i+1}$  в узле  $i+1$ ,  $\lambda_{i-1}$  в узле  $i-1$ ),  $c_i$  - теплоемкость ОК в узле  $i$  ( $c_{i+1}$  в узле  $i+1$ ,  $c_{i-1}$  в узле  $i-1$ ),  $\rho_i$  - плотность ОК в узле  $i$  ( $\rho_{i+1}$  в узле  $i+1$ ,  $\rho_{i-1}$  в узле  $i-1$ ),  $h_i$  - величина шага по координате  $h$  в узле  $i$  ( $h_{i+1}$  в узле  $i+1$ ,  $h_{i-1}$  в узле  $i-1$ ), где шаг может меняться как линейно, так и логарифмически,  $T_{i+1}^{t+\Delta t}$  - температура в узле  $i+1$  в момент времени  $t+\Delta t$ ,  $T_i^t$  - температура в узле  $i+1$  в момент времени  $t$ .

### 3. Методика анализа модели

Для проведения расчетов по разработанной пространственно-временной сетке разработана оригинальная программа, названная «ТермоПро\_2.0s».

В основу программы положен алгоритм, отражающий реальную процедуру тепловой дефектоскопии и состоящий в следующем.

Пользователь задает параметры объекта (ТФХ и линейные размеры), параметры предполагаемого дефекта ( $a, \lambda, \delta, l, h$ ) и коэффициент теплообмена  $\alpha$ . Кроме того, в число исходных данных входит предельно допустимая для данного объекта температура нагрева  $T_{\text{max}}$ , что крайне важно для предотвращения его разрушения.

Целью расчета является определение величины температурного перепада  $\Delta T$  на поверхности ОК, вызванного наличием дефекта (рис. 3), а также временные параметры режима контроля, влияющие на величину  $\Delta T$ . В их числе: время нагрева  $\tau_n$  объекта до  $T_{\text{max}}$  и время формирования (время задержки)  $\tau_z$  максимального температурного перепада  $\Delta T$ .

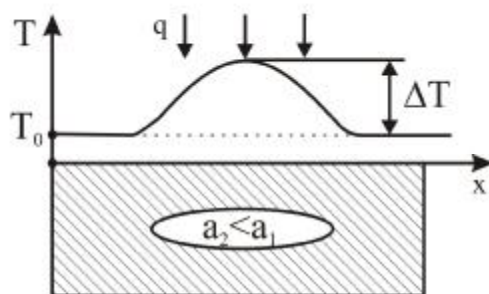


Рис. 3.

Таким образом программа позволяет рассчитать не только полезный сигнал от дефекта, т.е.  $\Delta T$ , но и определить оптимальный режим проведения контроля по критерию максимизации параметра  $\Delta T$ .

Кроме того, варьируя значения параметров дефекта ( $a$ ,  $\lambda$ ,  $\delta$ ,  $l$ ,  $h$ ), можно проанализировать влияние каждого из них на величину полезного сигнала, а в конечном счете – оценить чувствительность теплового метода в целом.

#### 4. Результаты анализа модели

Для оценки работоспособности модели был выбран конкретный материал – стеклопластик, для которого характерны дефекты в виде воздушных включений: расслоения пустоты и т.п.

Численный материал, использовавшийся при расчетах приведен в таблице:

Параметры	ОК	Дефект
Допустимая температура, $T_{\max}$ , °C	100	–
Коэффициент теплоотдачи $\alpha$ , (Вт/(м <sup>2</sup> К))	10	–
Коэффициент теплопроводности, $\lambda$ , (Вт/(м К))	0,3	0,026
Коэффициент температуропроводности, $a$ , (м <sup>2</sup> /с)	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$2,16 \cdot 10^{-5}$
Толщина $H$ , мм	0,02	–
Глубина залегания $h$ , мм	–	От 1 до 15
Поперечный размер $R$ ( $l$ ), мм	0,1	От 2 до 32
Раскрытие $\delta$ , мм	–	От 0,25 до 4

Исследовались зависимости величины полезного сигнала (температурного перепада  $\Delta T$ , вызванного дефектом) от параметров дефекта  $h$ ,  $\delta$  и  $l$ . Результаты расчетов приведены на рис. 4,5,6.

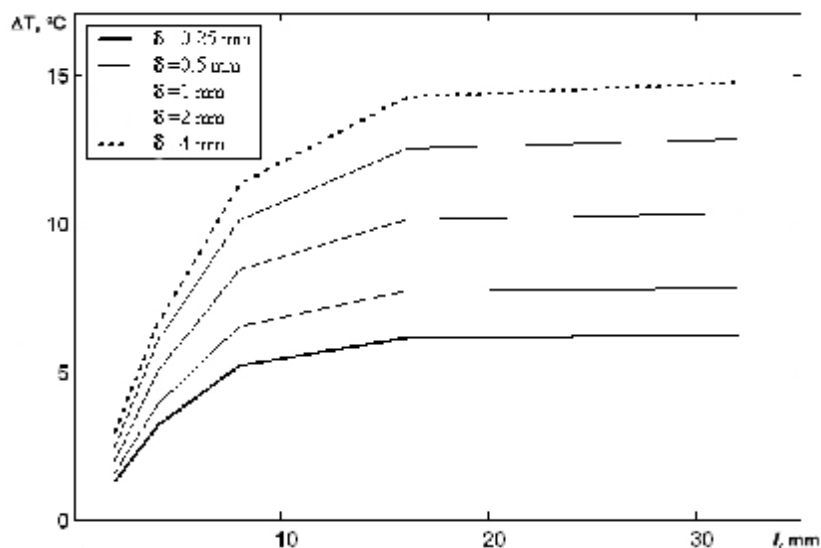


Рис. 4. Зависимость величины температурного перепада над дефектом от поперечного размера дефекта при глубине залегания  $h=5$ мм



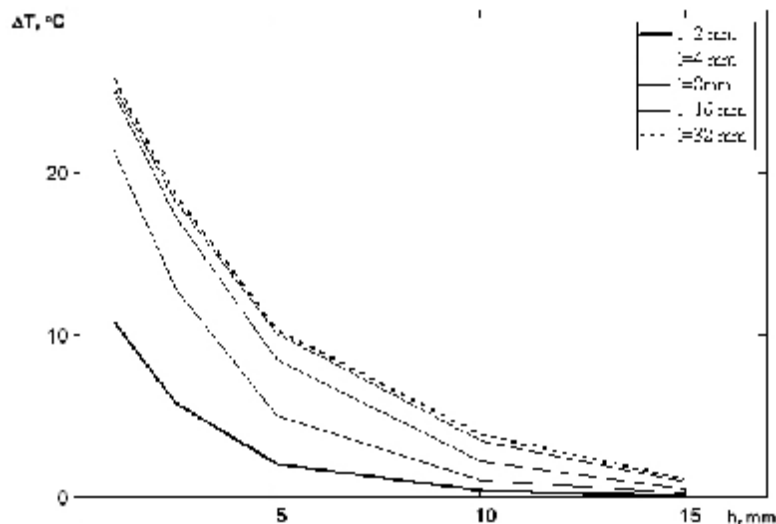


Рис. 5. Зависимость величины температурного перепада над дефектом от глубины залегания дефекта при его раскрытии  $\delta=1\text{ мм}$

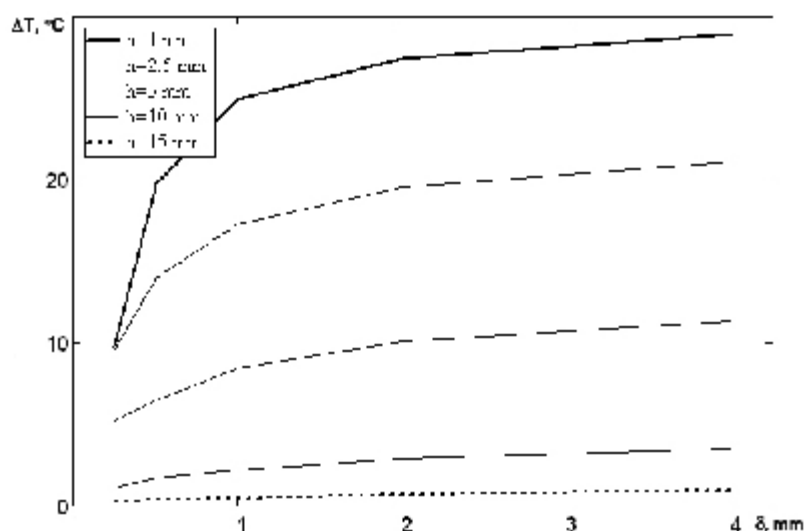


Рис. 6. Зависимость величины температурного перепада над дефектом от величины раскрытия дефекта при радиусе дефекта  $l=8\text{ мм}$

Полученные данные свидетельствуют о том, что наибольшее влияние на величину температурного перепада оказывает глубина залегания дефекта, а поперечный размер дефекта и его раскрытие значительно влияют на  $\Delta T$  только при их малых значениях (до 10 и 1 мм соответственно).

В целом результаты расчетов соответствуют на качественном уровне известным закономерностям ТДС [1,3], что подтверждает работоспособность модели.

Однако, кроме задачи создания адекватной теплофизической модели ОК, основной задачей настоящих исследований является анализ влияния шумов (в частности, неоднородности  $\epsilon$ ) на выявляемость пороговых дефектов.

Для решения этой задачи использовалось эквивалентное изменению  $\epsilon$  изменение мощности нагрева  $q$ . Действительно, если, например, на каком-то участке поверхности объекта контроля  $\epsilon$  отклоняется в большую сторону, то и нагрев этого участка, т.е.  $T_{\max}$ , будет больше.

Результаты такого моделирования приведены на рис. 7, где представлено развитие во времени поверхностной температуры для двух случаев: а) бездефектный образец с отклонением по  $\epsilon$ ; б) образец с дефектом.

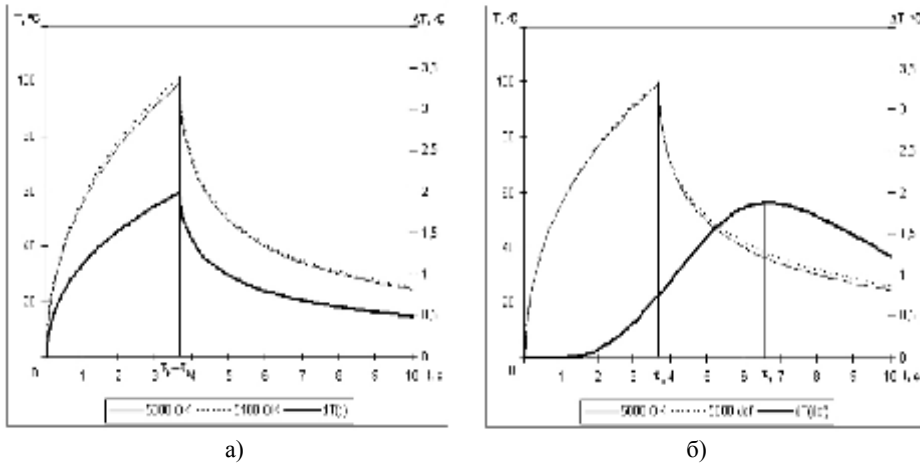


Рис. 7. Развитие во времени поверхностной температуры для: а) бездефектного образца с отклонением по  $\varepsilon$ ; б) образца с дефектом

Сравнение представленных зависимостей показывает, что моменты времени, соответствующие максимальным значениям помехи  $\Delta T_\varepsilon$  и полезного сигнала  $\Delta T_{def}$  не совпадают: сигнал от помехи достигает максимума сразу по окончании нагрева, а полезный сигнал – с определенным временем запаздывания  $\tau_z$ .

Этот факт открывает возможность максимизировать отношение сигнал/шум (т.е.  $\Delta T_{def}/\Delta T_\varepsilon$ ) путем выбора соответствующего момента регистрации температурного поля на поверхности объекта контроля.

В частности, согласно данным рис. 7 при выборе времени запаздывания  $\tau_z = 3,65$  с отношение сигнал/шум равно 0,4, а при  $\tau_z = 6,65$  с это отношение составляет 2,6, т.е. в 6,5 раз больше.

Данный вывод справедлив и для помех другого вида – неравномерного нагрева поверхности ОК, т.е. флуктуации  $q$ .

Разработанная модель позволяют не только оптимизировать режим контроля по указанному критерию, но и определять порог чувствительности метода. В частности, зная характерную для данного ОК неравномерность излучательной способности  $\Delta\varepsilon/\varepsilon$ , можно определить минимальный поперечный размер  $r$  дефекта или его максимальную глубину залегания  $h$  по требуемому значению соотношения сигнал/шум.

### Выводы

1. Разработана теплофизическая модель ОК, более полно (по сравнению с аналогами) отражающая реальные условия проведения тепловой дефектоскопии и позволяющая оценивать ожидаемую величину сигнала от дефекта с большей достоверностью и анализировать закономерности метода.

2. Предложена методика оптимизации режима проведения тепловой дефектоскопии, основанная на критерии максимизации не самого полезного сигнала, а соотношения сигнал/шум, что позволяет расширить границы применимости метода на ОК, имеющие неравномерность излучательной способности  $\varepsilon$ .

**Литература:** 1. Стороженко В.А., Маслова В.А. Термография в диагностике и неразрушающем контроле. - Харьков: Компания СМИТ. - 2004. - 160 с. 2. Xavier P. V. Maldague. Theory and Practice of Infrared Technology for Nondestructive Testing. - John Wiley & Sons, Inc., 2001, p. 684. 3. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.5: В 2 кн. Кн. 1: Тепловой контроль. /В.П. Вавилов. Кн. 2: Электрический контроль. /К.В. Подмастерьев, Ф.Р. Соснин, С.Ф. Корндорф, Т.И. Ногачева, Е.В. Пахолкин, Л.А. Бондарева, В.Ф. Мужичкий. - М.: Машиностроение, 2004. - 679 с. 4. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики (Издание 7).- М.: МГУ, 2004.- 798 с

**Г.М. СУЧКОВ**, проф. д-р техн. наук, НТУ «ХПИ»

**А.А. КЕЛИН**, аспирант, руководитель группы ХХП «Сертификационный центр АСУ»

### ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНО-АКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ПРИЕМА ВОЛН РЕЛЕЯ

Приведено теоретическое обоснование построения электромагнитно-акустического преобразователя (ЭМАП) на основе преобразователей типа «зигзаг», который позволяет принимать ультразвуковые волны Рэлея в одном направлении. Сравнение диаграмм направленности преобразователя типа «зигзаг», возбуждаемого равномерно, и преобразователя возбуждаемого со смещением по времени показал преимущество однонаправленного ЭМАП.

The theoretical substantiation of construction of the Electro Magnetic Acoustic Transducer (EMAT) on the basis of transducers of type "zigzag" which allows accepting ultrasonic waves Relay in one direction. Comparison of diagram's of an orientation of the transducer of type the "zigzag" energize in regular intervals, and the transducer energize with displacement has shown advantage unidirectional EMAT.

**Вступление.** Одним из перспективных направлений ультразвукового контроля является дефектоскопия с помощью волн Релея (поверхностных волн) [1]. Чаще всего для приема и возбуждения волн Релея применяют ЭМАП [2], т.к. они не требуют использования контактной жидкости, которая существенно снижает чувствительность, а иногда и не позволяет проводить контроль [3]. Ранее разработанные ЭМА преобразователи имеют существенный недостаток. Они имеют двунаправленную диаграмму акустического поля, как при приеме, так и при возбуждении импульсов упругих волн. Это приводит к появлению когерентных помех и к возможности ошибочной оценки качества изделий. Исключить двунаправленность ЭМАП возможно за счет новых подходов к построению ЭМАП и новой технологии питания его высокочастотной катушки. Поэтому задача по теоретическому обоснованию однонаправленного ЭМАП для возбуждения и приема поверхностных волн является актуальной и своевременной.

**Основная часть.** В известной литературе [4] приведен основной подход расчета ЭМАП для приема волн Релея. Однако в этом источнике расчет ЭМА датчиков приведен для простых конструкций ЭМАП (одновитковая рамка, плоская многovitковая катушка, ЭМАП типа «зигзаг»). На практике же применяется комбинация из перечисленных выше преобразователей. К примеру в [5] приводится ЭМАП, конструкция которого приведена на рисунке 1.

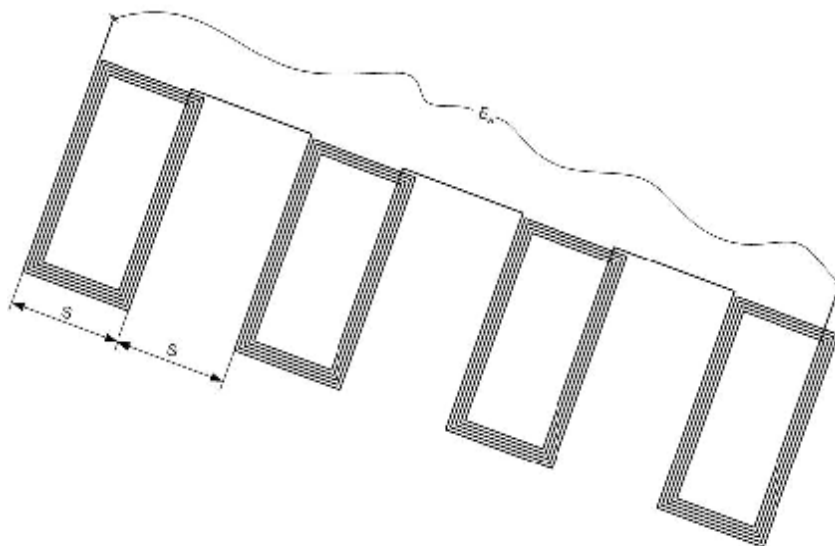


Рисунок 1 – ЭМАП для возбуждения и приема поверхностных волн с двунаправленным акустическим полем

Как видно (см. рис. 1) ЭМАП состоит из ряда катушек включенных последовательно. Другими словами взят ЭМАП типа «зигзаг», в котором вместо простых рамок (петель) включены многovitковые катушки. Однако, в известной научной и технической литературе [2-5] отсутствуют теоретические разработки, которые описывали бы ЭДС наводимую в таком преобразователе при приеме волн Рэлея.

Рассмотрим ЭДС, наводимую в проводнике в виде нити конечной длины [4]. Расположение нити над поверхностью металла и основные обозначения показаны на рисунке 2. (В данном случае рассматривается ЭДС наводимая в самой нити и не рассматривается ЭДС в проводниках, служащих для ее подключения к усилителю).

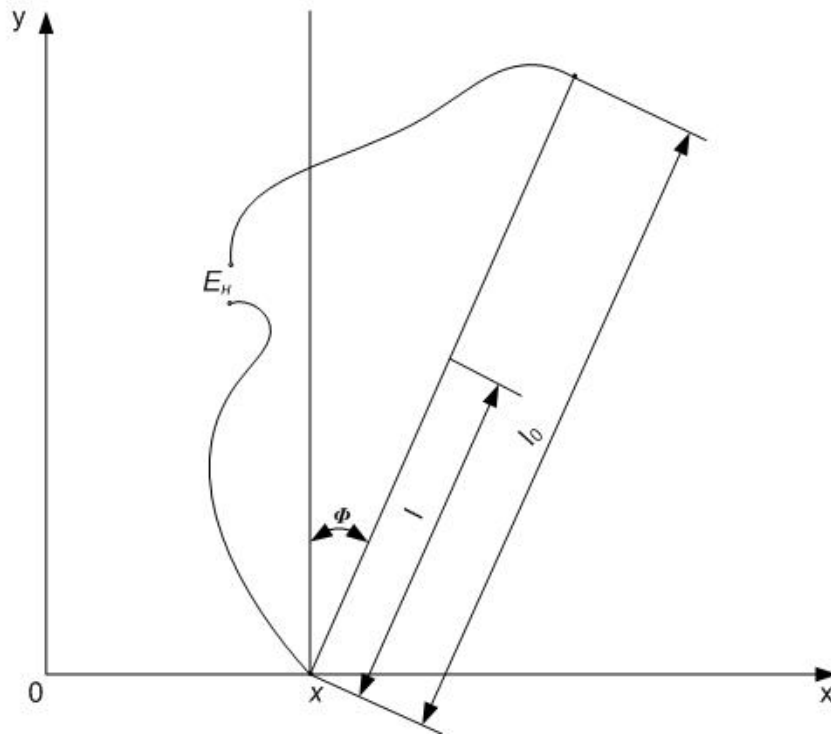


Рисунок 2 – Расчетная модель приемного ЭМАП с проводником в виде нити конечной длины

Как описано в [4], ЭДС наводимая в нити будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
 E_n &= E(h) \cos \varphi \cdot e^{ikx} \int_0^{l_0} e^{ikl \sin \varphi} dl = \\
 &= E(h) \cdot e^{ik\left(x + \frac{l_0}{2} \sin \varphi\right)} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{kl_0}{2} \sin \varphi\right) \operatorname{ctg} \varphi}{k}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где  $E(h)$  – комплексная амплитуда  $y$  – компоненты вектора напряженности электрического поля в воздухе [5];  $k$  – волновое число.

Далее рассмотрим ЭДС, наводимую в плоской катушке с  $N$  числом витков. Для этого нити конечной длины располагаем, как показано на рисунке 3, и находим ЭДС, возбуждаемую в каждой нити катушки. Результирующая ЭДС находится как сумма всех ЭДС каждой нити [6].

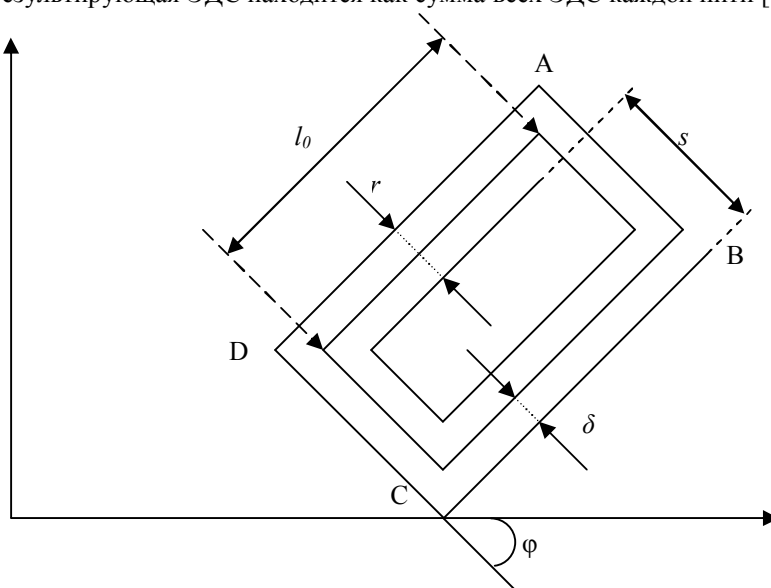


Рисунок 3 – Модель плоской катушки для расчета наводимой эдс при приеме волн Релея

$$E1(\varphi, N) = E(h) \cdot \left[ \begin{aligned} & N \cdot (\cos(\varphi) - A(\varphi) \cdot \cos(\varphi) + A(\varphi) \cdot B(\varphi, N) \cdot \cos(\varphi) - B(\varphi, N) \cdot \cos(\varphi)) - \\ & - A(\varphi) \cdot C(\varphi)^{-1} \cdot \left[ \frac{1 - (C(\varphi) \cdot D(\varphi))^{N+1}}{1 - C(\varphi) \cdot D(\varphi)} - 1 \right] \cdot \operatorname{tg}(\varphi) + A(\varphi) \cdot B(\varphi, N) \cdot \left[ \frac{1 - (C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi))^{N+1}}{1 - C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi)} - 1 \right] \cdot \operatorname{tg}(\varphi) - \\ & - B(\varphi) \cdot C(\varphi) \cdot D(\varphi) \cdot \left[ \frac{1 - (C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi)^{-1})^{N+1}}{1 - C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi)^{-1}} - 1 \right] \cdot \operatorname{tg}(\varphi) + C(\varphi) \cdot D(\varphi) \cdot \left[ \frac{1 - (C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi)^{-1})^{N+1}}{1 - C(\varphi)^{-1} \cdot D(\varphi)^{-1}} - 1 \right] \cdot \operatorname{tg}(\varphi) + \\ & + A(\varphi) \cdot C(\varphi)^{-1} \cdot C(\varphi)^N \cdot D(\varphi)^N \cdot \operatorname{tg}(\varphi) - A(\varphi) \cdot B(\varphi, N) \cdot C(\varphi)^{-N} \cdot D(\varphi)^N \cdot \operatorname{tg}(\varphi) \end{aligned} \right] \quad (2)$$

где

$$A(\varphi) = e^{-i \cdot k \cdot l_0 \cdot \sin(\varphi)}$$

$$B(\varphi, N) = e^{-i \cdot k \cdot (s+r) \cdot \cos(\varphi)}$$

$$C(\varphi) = e^{-i \cdot k \cdot \delta \cdot \cos(\varphi)}$$

$$D(\varphi) = e^{-i \cdot k \cdot \delta \cdot \sin(\varphi)}$$

$\delta$  – расстояние между витками;  $s$  – ширина катушки;  $r$  – ширина намотки.

Используя выражение (2) несложно найти ЭДС наводимую в  $M$  катушках соединенных последовательно на расстоянии  $S$  друг от друга.

$$E(\varphi, N, \Delta t, S, M) = E1(\varphi, N) \cdot \left[ \frac{1 - \left[ e^{-i \cdot k \cdot (s+r+S) \cdot \cos(\varphi)} \right]^{M+1}}{1 - \left[ e^{-i \cdot k \cdot (s+r+S) \cdot \cos(\varphi)} \right]} - 1 \right] \quad (3)$$

Диаграмма направленности такого преобразователя (см. рис. 1) находится как отношение ЭДС наводимой в преобразователе в произвольном направлении к ЭДС наводимой в «главном» направлении (другими словами при  $\varphi=0$ ).

$$DN = \frac{E(\varphi, N, M)}{E(0, N, M)} \quad (4)$$

На рисунке 4 приведена диаграмма направленности ЭМАП преобразователя типа «зигзаг» с четырьмя петлями и 10 витками в каждой петле.

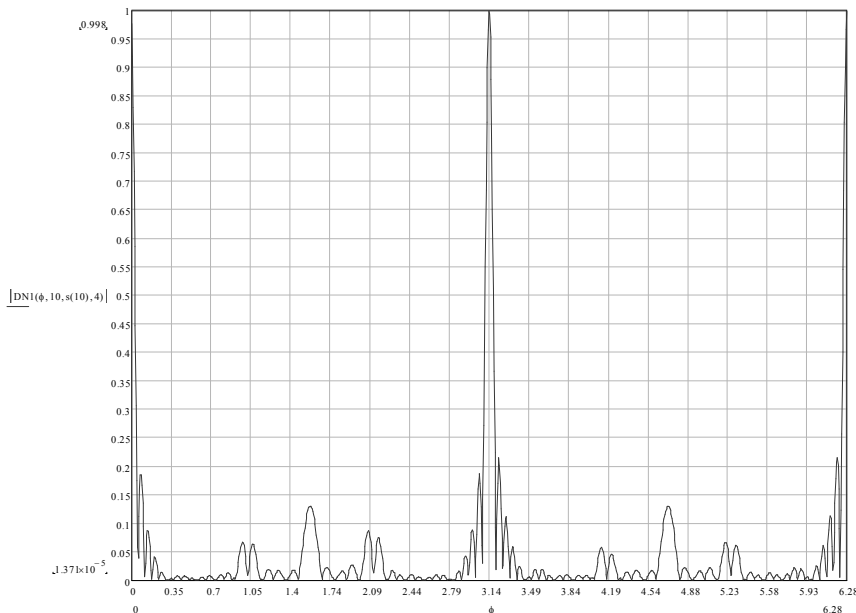


Рисунок 4 – Диаграмма направленности ЭМАП типа «зигзаг» при традиционном подходе

Как видно из рисунка 4 диаграмма направленности такого ЭМАП имеет два «основных» лепестка. Что на практике может приводить к перебраковке изделий.

Рассмотрим возможность улучшения диаграммы направленности такого типа ЭМАП.

Для этого поставим задачу получения диаграммы направленности с одним «главным» лепестком, либо уменьшением одного из «основных» лепестков до уровня не превышающему уровень боковых лепестков.

Для решения данной задачи возьмем за основу принцип построения фазированных антенных решеток (ФАР). Для этого будем полагать, что ЭДС наводится в каждой катушке преобразователя с некоторым смещением  $\Delta t$ . Тогда суммарная ЭДС наводимая в  $M$  катушках находящихся на расстоянии  $d$  друг от друга будет описываться следующим выражением:

$$E(\phi, N, \Delta t, d, M) = E1(\phi, N) \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \times \left[ \frac{1 - \left[ e^{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t} \cdot e^{-i \cdot k \cdot (s+r+d) \cdot \cos(\phi)} \right]^{M+1}}{1 - \left[ e^{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t} \cdot e^{-i \cdot k \cdot (s+r+d) \cdot \cos(\phi)} \right]} - \left[ e^{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t} \cdot e^{-i \cdot k \cdot (s+r+d) \cdot \cos(\phi)} \right]^M \right] \quad (5)$$

Подставив (5) в (4) получим диаграмму направленности такого преобразователя. На рисунках 5-7 приведены диаграммы направленности преобразователя принимающего волны Рэлея с некоторым смещением.

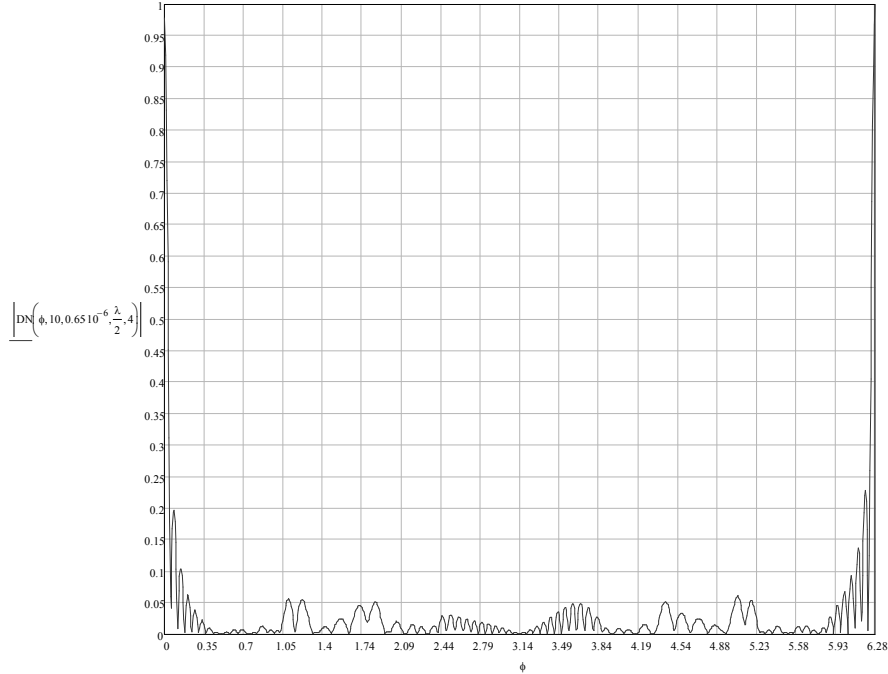


Рисунок 5 – Диаграмма направленности ЭМАП при приеме акустического поля с временным смещением равным 0,65 мкс

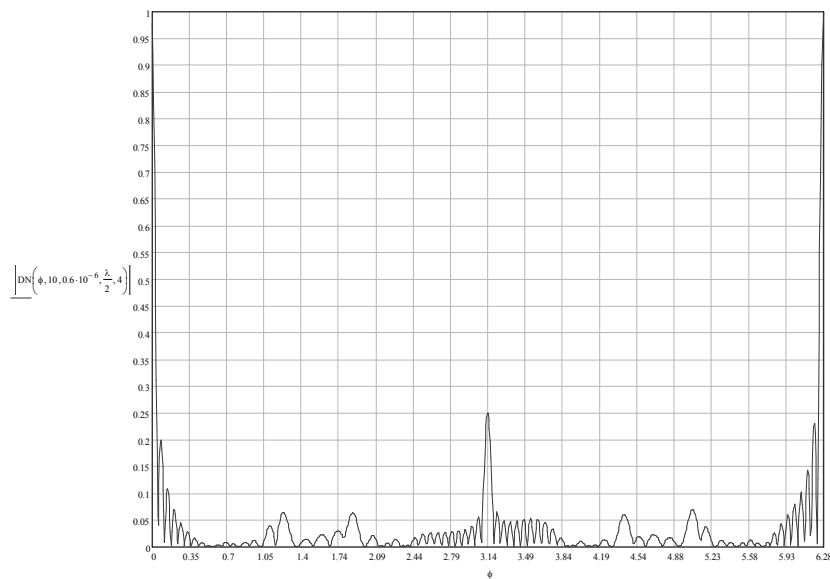


Рисунок 6 – Диаграмма направленности ЭМАП при приеме акустического поля с временным смещением равным 0,6 мкс

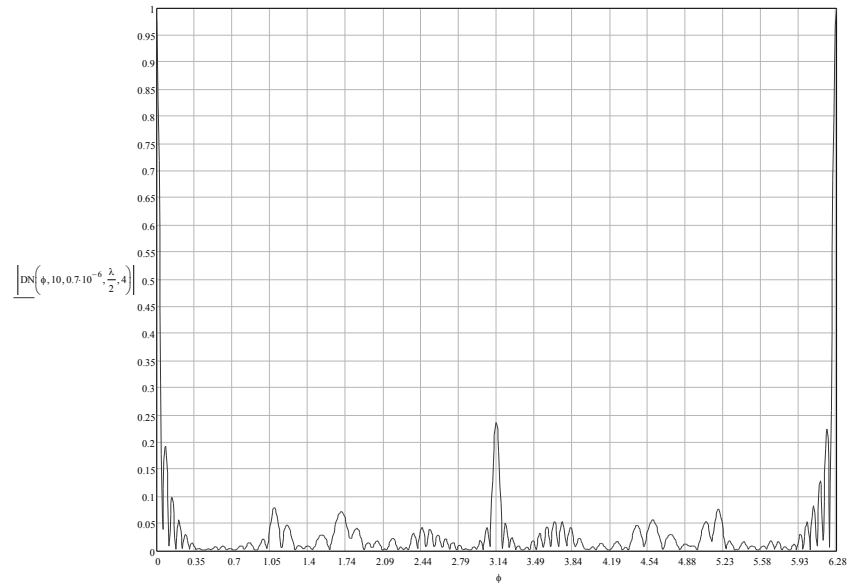


Рисунок 7 – Диаграмма направленности ЭМАП при приеме акустического поля с временным смещением равным 0,7 мкс

Как видно из приведенных графиков (см. рис. 5-7) при приеме со сдвижкой по времени сигнала один из «главных» лепестков уменьшается, а второй становится тоньше. В свое время боковые лепестки по углам 90 и 270 градусов также снижаются, что может положительно сказаться на четкости обнаружения местоположения дефекта.

Анализ выполненных теоретических исследований позволяет сделать следующие выводы:

Теоретически показана возможность уменьшения ( $a$  в некоторых случаях и снизить до нуля) одного из двух «основных» лепестков диаграммы направленности электромагнитно-акустического преобразователя для приема волн Релея. Для этого необходимо принимать поверхностные волны каждым рабочим участком ЭМАП со сдвижкой во времени.

При описанном способе приема поверхностных акустических волн «главный» лепесток диаграммы направленности ЭМА преобразователя становится остронаправленным, что позволит определять координаты обнаруженных поверхностных дефектов с большей точностью.

Использование нового подхода к приему акустических волн позволяет исключить влияние на результаты контроля когерентных акустических помех.

**Список литературы:** 1. Патон Б. С., Троїцький В. О., Посипайко Ю. М. Неруйнівний контроль в Україні // Інформ. бюл. Українського товариства неруйнівного контролю та технічної діагностики. –2003. –№ 2(18). – С. 5–9. 2. Сучков Г.М. Развитие теории и практики создания приборов для электромагнитно-акустического контроля металлоизделий. Докт. дис. – Харьков: Нац. техн. ун-т «Харьковский политехнический институт», 2005, – 521 с. 3. Сучков Г.М. Современные возможности ЭМА дефектоскопии. – Дефектоскопия, 2005, №12, с. 24–39. 4. Шубаев С.Н., Шкарлет Ю.М. Дефектоскопия, 1972, №5. – С. 63-72. 5. Шубаев С.Н., Шкарлет Ю.М. Дефектоскопия, 1972, №6 – С. 62-68. 6. Градштейн И.С., Рыжик И.М. таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений, М., Физматгиз, 1962.



**Г.М. СУЧКОВ**, проф. доктор техн. наук, НТУ «ХПИ»  
**Ю.В. ХОМЯК**, аспирант, НТУ «ХПИ»

## ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НАКЛАДНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С МИНИМАЛЬНОЙ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Проведено теоретичний аналіз роботи накладного трансформаторного вихорострумowego перетворювача. Знайдено залежність вихідного сигналу вихорострумowego перетворювача від електромагнітних параметрів таких як струм, взаємна індуктивність, імпеданс, частота. Показано, що взаємна індуктивність між обмотками повинна бути мінімальна, котушки перетворювача повинні бути перпендикулярні одна одній. Запропоновано конструкцію модифікованого вихорострумowego перетворювача.

The theoretical analysis of work of the surface eddy-current probe is carried out. Dependence of a target signal of the eddy-current probe on electromagnetic parameters, such as a current, mutual inductance, impedance, frequency is found. It is shown, that mutual inductance between windings should be minimum, converter coils should be perpendicular each other. The design of the modified eddy-current probe is offered.

**Введение.** В настоящее время в области неразрушающего контроля все большее распространение получает вихретоковый метод [1]. Это обусловлено быстрым ростом электронных технологий. В современных вихретоковых дефектоскопах применяются микропроцессоры, позволяющие более эффективно обрабатывать и систематизировать дефектоскопическую информацию. Существуют специальные методики обработки сигналов для уменьшения влияния мешающих факторов (температуры, зазора, неоднородности электромагнитных свойств исследуемого образца, шероховатости его поверхности, электромагнитных помех и т.д.). Но не смотря на это основой любого дефектоскопа является первичный преобразователь. Именно от сигнала вихретокового преобразователя (ВТП) изначально зависит достоверность контроля и эффективность последующей обработки сигнала [2,3].

Из всего ассортимента существующих преобразователей можно выделить две основные группы – параметрические и трансформаторные. Первые отличаются тем, что информативным сигналом является изменение индуктивности и активного сопротивления. Такие преобразователи, как правило, включаются в цепи автогенераторов или измерительных мостов. Недостатком параметрических преобразователей является зависимость сигнала от температуры, зазора, электромагнитных свойств объекта контроля (ОК). Избавиться от этих недостатков можно с использованием трансформаторных ВТП. Такие преобразователи имеют несколько обмоток (более двух) [4]. За счет их конфигурации, взаимного расположения могут быть устранены влияния зазора. Используя оптимальные соотношения количества витков первичной и вторичных обмоток, может быть достигнута высокая чувствительность.

Таким образом, следует отметить актуальность разработки вихретоковых преобразователей и принципиальный анализ их работы.

**Основная часть.** Цель настоящей работы – это анализ работы накладного трансформаторного ВТП.

Рассмотрим работу преобразователя как систему контуров с трансформаторной связью. Первый контур образован генератором и возбуждающей обмоткой. Контролируемый образец, содержащий дефект представим как индуктивность и омическое сопротивление образующие второй контур. Третий контур – это измерительная обмотка. На рис. 1 представлена эквивалентная схема вихретокового преобразователя.

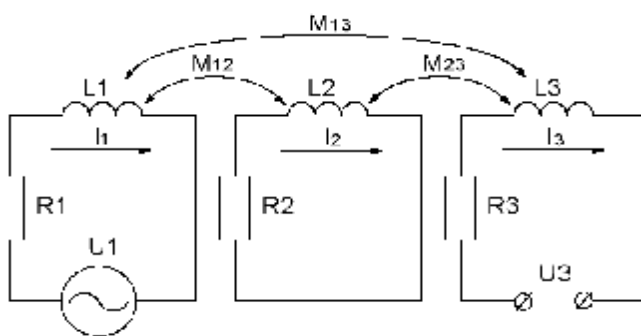


Рис. 1 – Эквивалентная схема работы вихретокового преобразователя

На схеме:  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $I_1$  – сопротивление, индуктивность и ток возбуждающей обмотки соответственно;  $U_1$  – напряжение, приложенное к первичной обмотке;  $R_2$ ,  $L_2$ ,  $I_2$  – эквивалентные электрические параметры исследуемого образца с трещиной;  $R_3$ ,  $L_3$ ,  $I_3$  – параметры приемной катушки;  $U_3$  – сигнал преобразователя;  $M_{12}$ ,  $M_{23}$ ,  $M_{13}$  – взаимные индуктивности между 1-м и 2-м, 2-м и 3-м, 1-м и 3-м контурами соответственно. Используя законы Кирхгофа [5] для цепей переменного тока, получим систему уравнений в комплексной форме:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 R_1 + \dot{I}_1 j\omega L_1 + \dot{I}_2 j\omega M_{12} + \dot{I}_3 j\omega M_{13} = \dot{U}_1, \\ \dot{I}_2 R_2 + \dot{I}_2 j\omega L_2 + \dot{I}_1 j\omega M_{12} + \dot{I}_3 j\omega M_{23} = 0, \\ \dot{I}_3 R_3 + \dot{I}_3 j\omega L_3 + \dot{I}_2 j\omega M_{23} + \dot{I}_1 j\omega M_{13} = \dot{U}_3. \end{cases} \quad (1)$$

Анализируя данную систему, найдем выходной сигнал ВТП, считая входным параметром возбуждающий ток  $I_1$ . Учитывая то, что нагрузкой измерительного контура является высокоомный вход предварительного усилителя, то есть,  $\dot{I}_3 \rightarrow 0$  следовательно, система упростится:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 R_1 + \dot{I}_1 j\omega L_1 + \dot{I}_2 j\omega M_{12} = \dot{U}_1, \\ \dot{I}_2 R_2 + \dot{I}_2 j\omega L_2 + \dot{I}_1 j\omega M_{12} = 0, \\ \dot{I}_2 j\omega M_{23} + \dot{I}_1 j\omega M_{13} = \dot{U}_3. \end{cases} \quad (2)$$

Решая данную систему, получим:

$$\dot{I}_2 = -\dot{I}_1 \frac{j\omega M_{12}}{R_2 + j\omega L_2}, \quad (3)$$

$$\dot{U}_3 = \dot{I}_1 \left( j\omega M_{13} + \omega^2 \frac{M_{12} M_{23}}{R_2 + j\omega L_2} \right). \quad (4)$$

Проанализируем полученное выражение (4). Член  $j\omega M_{13}$  не зависит от свойств ОК, а является лишь характеристикой преобразователя. Он зависит от частоты и не является величиной связанной с параметрами контролируемого образца. Следует отметить, что для существующих конструкций  $M_{13}$  намного больше, чем  $M_{12}$  и  $M_{23}$ , а это обуславливает ограничения чувствительности. Поэтому возникает необходимость свести к минимуму влияние  $j\omega M_{13}$ . Один из способов – это использование в измерительной схеме компенсирующего реактивного элемента. Это приведет к усложнению конструкции прибора, вызовет необходимость в дополнительной настройке, так как практически сложно полностью скомпенсировать зависимость от частоты. Другой способ уменьшить взаимную индуктивность между возбуждающей и измерительной катушками – это выполнить конструкцию ВТП в виде катушек плоскости которых перпендикулярны. Учитывая данные суждения, смоделируем конструкцию преобразователя, изображенную на рис. 2. Известно [6] что для такой конструкции в случае отсутствия ОК взаимная индуктивность  $M_{13} = 0$ , тогда выражение (4) примет вид:

$$\dot{U}_3 = \dot{I}_1 \omega^2 \frac{M_{12} M_{23}}{R_2 + j\omega L_2}. \quad (5)$$

Из анализа выражения (5) следует, что выходное напряжение вихретокового преобразователя пропорционально квадрату частоты, произведению взаимных индуктивностей между катушками и объектом контроля и обратно пропорционально эффективному импедансу исследуемого образца. Следует отметить, что в выражение (5) не входят собственные индуктивности катушек преобразователя, что характерно для данного включения и подтверждает целесообразность использования данного преобразователя.

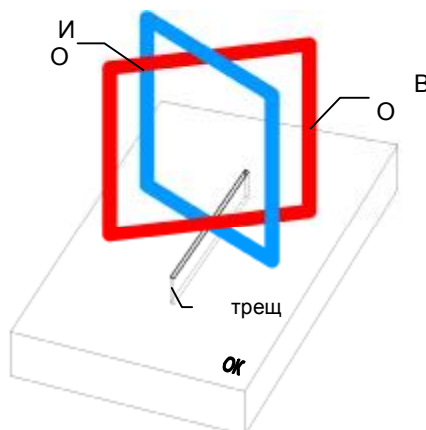


Рис.2 – Конструкция вихретокового преобразователя с ортогональными обмотками (ОК – объект контроля; ВО – возбуждающая обмотка; ИО – измерительная обмотка)

## **Вывод.**

Установлена зависимость выходного сигнала трансформаторного накладного ВТП от тока возбуждающей обмотки, взаимной индуктивности, эффективного импеданса дефекта, частоты. Из полученных соотношений следует что, собственные индуктивности обмоток не влияют на полезный сигнал, а взаимная индуктивность между обмотками должна быть минимальна. Полезный сигнал пропорционален произведению взаимоиндуктивностей каждой из обмоток ВТП и контролируемого образца с дефектом. Катушки преобразователя должны быть перпендикулярны друг другу.

**Список литературы:** 1. В.В. Клюев, Ю.К. Федосенко, В.Ф. Мужеицкий. Вихретоковый контроль: современное состояние и перспективы развития // В мире неразрушающего контроля. – 2007. – №2. – с.4-9. 2. Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк. Развитие возможностей вихретоковой дефектоскопии // Методы та прилади контролю якості. – 2006. – № 17. – с.3–7. 3. В.Н. Учанин, В.В. Черленевский. Вихретоковый дефектоскоп для обнаружения поверхностных трещин // Сб. «Физические методы и средства контроля сред, материалов и изделий», 1999, с. 108–110. 4. Неразрушающий контроль: Справочник: В 8 т. Под общ. ред. В.В.Клюева. Т 2: В 2 кн. – М.: Машиностроение, 2003. – 688 с: ил. Вихретоковый контроль. Книга 2 / Ю.К.Федосенко, В.Г.Герасимов, А.Д.Покровский, Ю.Я.Останин. 5. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. К. С. Демирчян, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. СПб.: Питер, 2004. 483 с. 6. Колесников В. В. Основы теории цепей. Установившиеся режимы: текст лекций / В. В. Колесников; ГУАП.– СПб., 2006 – 101 с.: ил.  
УДК 620.170.14

**Г. М. СУЧКОВ**, д.т.н., проф. каф. ПМНК НТУ «ХП»  
**К. Л. НОЗДРАЧОВА**, аспірант каф. ПМНК НТУ «ХП»

## **ПІДВИЩЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ Й НАДІЙНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ ДЕФЕКТІВ В СТРИЖНЯХ**

В статье освещены результаты исследований по разработке новой технологии контроля длинномерных изделий. Приведены результаты экспериментальных исследований по выявляемости протяженных дефектов в образцах круглого и шестигранного сечения. Показано, что такие дефекты можно обнаружить объемными волнами без сканирования всей поверхности изделия.

In the article the new method of improvement of technology of the control of lengthy products is considered. Results experimentally revealed extensive defects in samples round and hex sections are presented. It is experimentally shown, that such defects can be found out volume waves without scanning of a surface of a product.

**Вступ.** При стрімкому розвитку промисловості та застосуванні нових конструкційних матеріалів і технологічних процесів виробництва постала проблема розробки нових методів неруйнівного контролю, які могли б надійно та без зайвих затрат виявити дефекти виробів [1]. У теперішній час катані вироби з різних металів і сплавів використовують практично у всіх галузях промисловості. У зв'язку із цим неруйнівний контроль прокатки перед їхньою подальшою обробкою здобуває величезне значення, дозволяючи заощаджувати великі кошти. Для контролю прокатаних стрижнів застосовують різні методи: акустичні, рентгенівські, магнітні, теплові, електромагнітні, капілярні й ін. Але, першим за обсягом застосування в промисловості методом неруйнівного контролю є акустичний, котрий бурхливо розвивається й вважається одним з найбільш універсальних методів. За допомогою цього виду контролю у виробках можна виявляти сторонні включення, пористість, тріщини, усадочні раковини, зони ліквіації, флокени, області внутрішніх напружень і т.п.

**Постановка задачі.** При виготовленні литих та прокатаних довгомірних виробів, внаслідок порушення технологічного процесу, можуть виникати дефекти які розташовані як поперек об'єкту так і витягнуті вздовж нього [2]. Дефекти можуть привести до погіршення характеристик або навіть виходу з ладу виробу, виготовленого з такого матеріалу. Тому, розробка нової технології високопродуктивного контролю, що дозволяє виявляти дефекти катаних стрижнів без сканування поверхні виробу є актуальною задачею для господарства України.

Щоб виріб був перевірений у повному об'ємі кожний елементарний об'єм металу повинен бути «прозвучений» у трьох взаємноперпендикулярних напрямках або близьких до них [3]. Якщо ця умова не виконується контроль вважається неповним. Надійність такого контролю недостатня, він дуже громіздкий та займає багато часу.

**Основна частина.** Для вирішення задачі, яка б дозволяла виявляти дефекти без сканування поверхні виробу розроблена нова технологія, що заключається в ефективному застосуванні ефектів дифракції для виявлення дефектів в стрижнях. Фізичну суть процесу можна пояснити за допомогою рис. 1. При збудженні імпульсів зсувних SV-хвиль під кутом  $\beta$  і їх розповсюдженні в стрижні відбувається їхня трансформація в інші види хвиль, наприклад SV-хвиля, відбиваючись від поверхні виробу породжує собі подібну SV-хвилю, поверхневу  $S_R$  та поздовжню L, в свою чергу SV-хвиля що виникла при трансформації породжує таку ж сукупність хвиль і так далі. Їхня кількість лавиноподібно зростає. Якщо на шляху розповсюдження зустрічається дефект, то на його кінцях деякі із сформованих імпульсів дифрагують. Частина дифрагованих хвиль розповсюджується у напрямку перетворювача (рис. 2). Таким чином фіксується наявність дефекту та його місцеположення.

Для перевірки описаної технології була розроблена блок-схема дослідницької установки (див. на рис. 2).

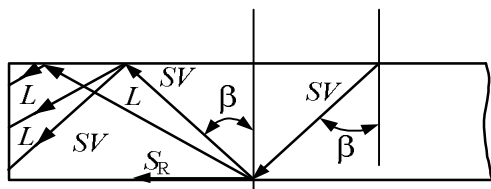


Рисунок 1 – Схема поширення ультразвукових імпульсів у стрижні:  
SV – вертикально поляризовані хвилі; L – поздовжні хвилі;  $S_R$  – поверхневі хвилі;  $\beta$  – кут падіння та відбиття SV хвиль

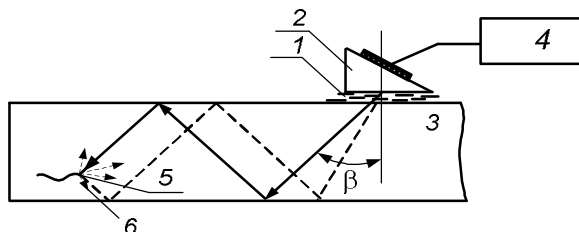


Рисунок 2 – Блок-схема установки для відпрацювання параметрів технології високопродуктивного контролю стрижнів:

1 – контактна рідина; 2 - ПЕП для похилого введення УЗК в стрижень; 3 – стрижень; 4 – серійний УЗ дефектоскоп; 5 – дефект; 6 – дифракційні відлуння

стрижнів круглого та шестигранного перетину із сталі марки АС35Г2 та АС14 довжиною  $l = 3 \dots 6$  м зі штучними дефектами підтвердили наявність відлуння від цих дефектів. Аналіз результатів досліджень дав можливість розробити нову технологію контролю, яка заключається в наступному: ультразвуковий дефектоскоп 4 (УД2-70) за допомогою похилого перетворювача 2 через контактну рідину 1 збуджує в стрижні 3 імпульси ультразвукових коливань (SV – хвилі під кутом  $\beta$ ) із частотою заповнення 1,8 МГц. Хвилі, перевідбиваючись від границі виробу й трансформуючись, поширюються уздовж стрижня 3 до його торця (див. рис. 1). Відбившись від торця сформована група хвиль знову відбиваючись і трансформуючись вертається до того ж або іншого прийомного п'єзоелектричного перетворювача. При наявності в стрижні витягнутого уздовж осі дефекту 5 пакет імпульсів 6 дифрагує на його торці й неоднорідностях поверхні, формує відповідний пакет у напрямку ПЕП (див. рис. 2).

У подальшому виконанні дослідження 490 шт. стрижнів з реальними дефектами ВАТ «Сіровського

металургійного заводу» зі сталі марки АС35М2 довжиною 4,5 м, діаметром 21 мм. Забраковано 71 прутків. Традиційним методом виявлено тільки 24 дефектних стрижня. Чутливість дефектоскопа настраювали по контрольному зразку зі штучним дефектом – отвір  $\varnothing = 2$  мм глибиною 10 мм. Типові реалізації (А-скани) наведені на рис. 3-8. Результати виявлення дефектів підтверджені металографічним методом (виконаним по методу Брегга).

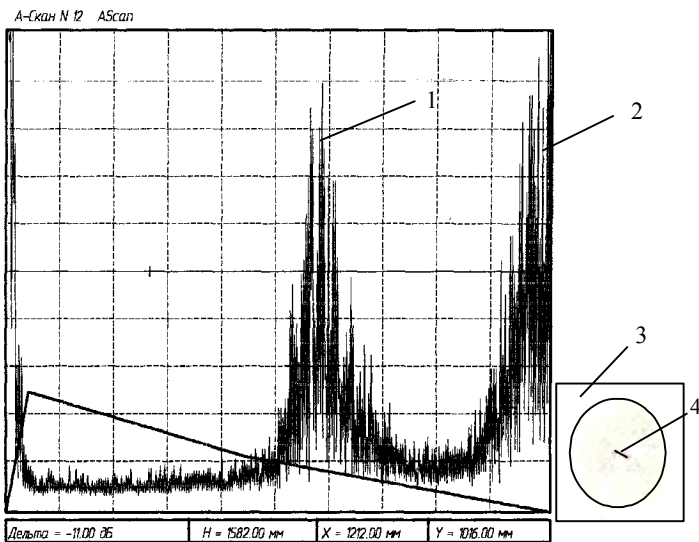


Рисунок 3 – Реалізація на екрані дефектоскопу з сигналами від дефекту і торця стрижня:

1 – сумарний комплект імпульсів від дефекту 4; 2 – сумарний комплект імпульсів від торця стрижня; 3 – форма та положення поздовжнього дефекту в перетині стрижня (відбиток за методом Брегга); 4 – дефект по центру стрижня у

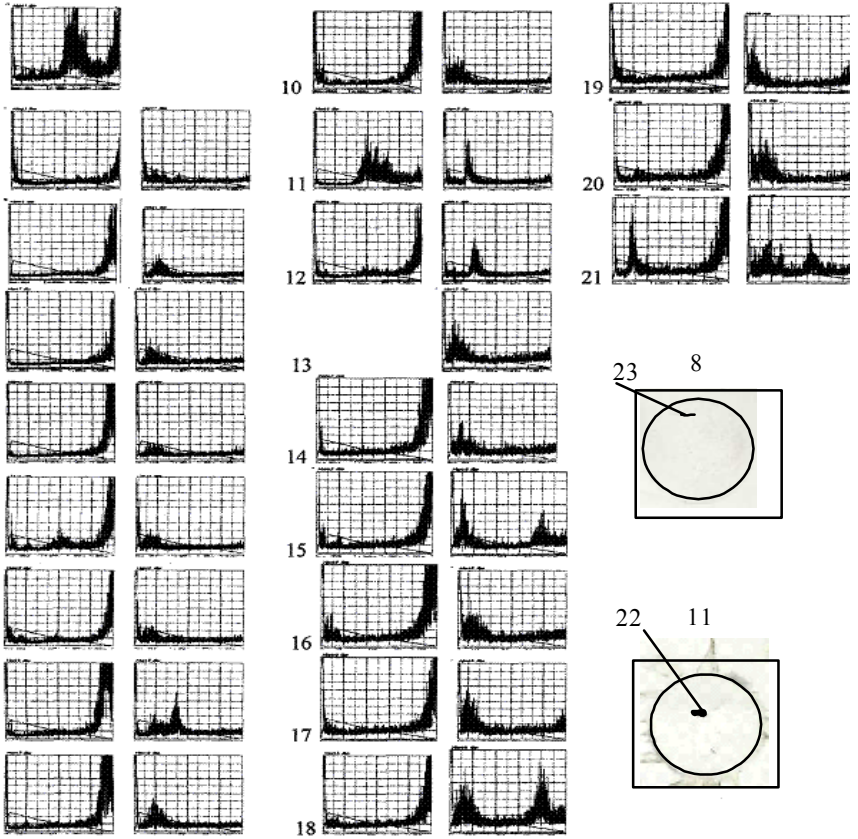
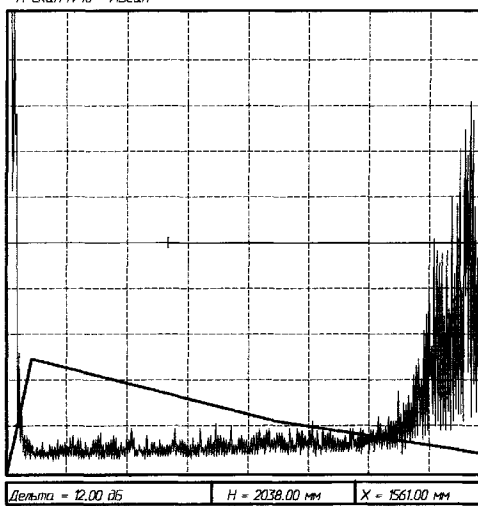


Рисунок 4 – Реалізація на екрані дефектоскопу з сигналами від дефекту і торця стрижня  
1 – сумарний комплект імпульсів від дефекту округлого дефекту в перетині стрижня (відбиток зміщений від центру стрижня у вигляді округло

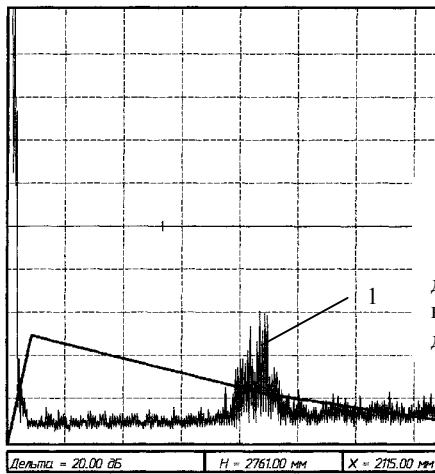


Рисунок 6 – Реалізації на екрані дефектоскопу з сигналами від дефектів і торця стрижнів:  
1-21 – сумарні комплекти імпульсів від дефектів; 8, 11 – форма та положення деяких дефектів в перетині стрижнів (відбиток за методом Брегга); 22 – дефект округлого включення свинцю, зміщеного у сторону від центра стрижня; 2. дефект у вигляді тріщини біля поверхні виробу

1 – сумарний комплект імпульсів від дефекту 4; 2 – сумарний комплект імпульсів від торця стрижня; 3 – форма та положення поздовжнього дефекту в перетині стрижня (відбиток за методом Брегга); 4 – дефект у вигляді тріщини біля поверхні стрижня

Рисунок 5 – Реалізація на екрані дефектоскопу з сигналами від дефекту і торця стрижня:

1 – сумарний комплект імпульсів від дефекту 4; 2 – сумарний комплект імпульсів від торця стрижня; 3 – форма та положення поздовжнього дефекту в перетині стрижня (відбиток за методом Брегга); 4 – дефект у вигляді тріщини біля поверхні стрижня

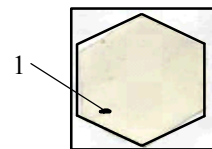


Рисунок 7 – Фотографії відбитків по методу дефектів у прутках ш 1 – дефект у вигляді тріщини біля поверхні округлого включення свинцю, змі

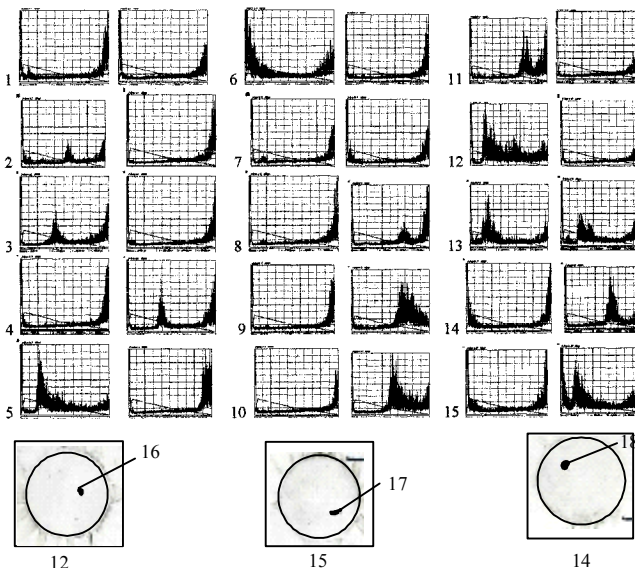


Рисунок 8 – Реалізації на екрані дефектоскопу з сигналами від дефектів і торця стрижнів:

1-15 – сумарні комплекти імпульсів від дефектів; 12, 15, 14 – форма та положення дефектів в перетині стрижнів (відбиток за методом Брегга); 16 – дефект у вигляді округлого включення свинцю, зміщеного у сторону від центра стрижня; 17 – дефект у вигляді витягнутого включення свинцю розміщеного біля поверхні стрижня;

**Висновки:** Аналіз

отриманих результатів дав можливість зробити наступні висновки:

1. Розроблений метод дозволяє підвищити надійність виявлення дефектів, оскільки з його допомогою можна виявляти внутрішні дефекти поздовжнього типу в стрижнях незалежно від їхнього розташування в перетині, форми дефекту та матеріалу його заповнення.

2. Новий метод має високу продуктивність, оскільки дозволяє контролювати стрижні довжиною до 6 м з 3-4 установок п'єзоелектричного перетворювача, який вводить ультразвукові хвилі

під кутом  $50^{\circ}$  до утворюючої стрижня.

**Список літератури:** 1. Патон Б. Є., Тройцький В. О., Поспайко Ю. М. Неруйнівний контроль в Україні // Інформ. бюл. Українського товариства неруйнівного контролю та технічної діагностики. 2003. № 2(18). С. 5-9. 2. ГОСТ 21120-75 «Прутки и заготовки круглого и прямоугольного сечения» 3. Вовилкин А.Х. Дифракционные методы в ультразвуковом неразрушающем контроле // М.: изд. НТО «Приборпром», 1989. 73 с.

УДК 620.179.14

**Г.М. СУЧКОВ**, проф. доктор техн. наук, НТУ «ХПІ»

**О.В. ДЕСЯТНІЧЕНКО**, аспірант, НТУ «ХПІ»

## МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНО – АКУСТИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Проведен анализ математических моделей электромагнитно – акустического преобразователя. Предложены методы построения моделей. Приведены результаты исследований построенных моделей, сравнение с данными реальных измерений. Выделены недостатки, предложены пути повышения качества моделирования.

The analysis of some variants of mathematical model electromagnetic – acoustic converter is carried out. Methods of construction of such model are offered. Results of researches of the constructed models, comparison with the data of real measurements are resulted. Lacks are allocated, ways of increase of reliability of modelling are offered.

**Вступ.** Електромагнітно – акустичні (ЕМА) методи контролю мають багато переваг, у порівнянні з іншими популярними методами [1]. Основними перевагами є: мала чуттєвість до якості обробки поверхні вимірюваного матеріалу; відсутність потреби використання контактної рідини; висока швидкість контролю; робота з матеріалами, що нагріті до високої температури [2]. В процесі розробки та пошуку методів побудови електромагнітно – акустичних перетворювачів (ЕМАП), оптимальних сигналів збудження та алгоритмів обробки вимірюваних даних постає задача створення математичної моделі та моделювання процесів у контрольованому матеріалі [3]. Такий підхід має спростити та значно прискорити процес пошуку оптимального набору алгоритмів обробки даних та їх параметрів. Крім того використання математичної моделі дасть змогу зберігати результати роботи для кожного з алгоритмів, для подальшого аналізу і порівняння [4]. Моделі дозволяють користуватися багатими бібліотеками функцій обробки сигналів математичного пакету, і лише на останньому етапі реалізовувати їх в реальному приладі, вже з обчисленими параметрами [5]. Тому проблема створення такої моделі є актуальною.

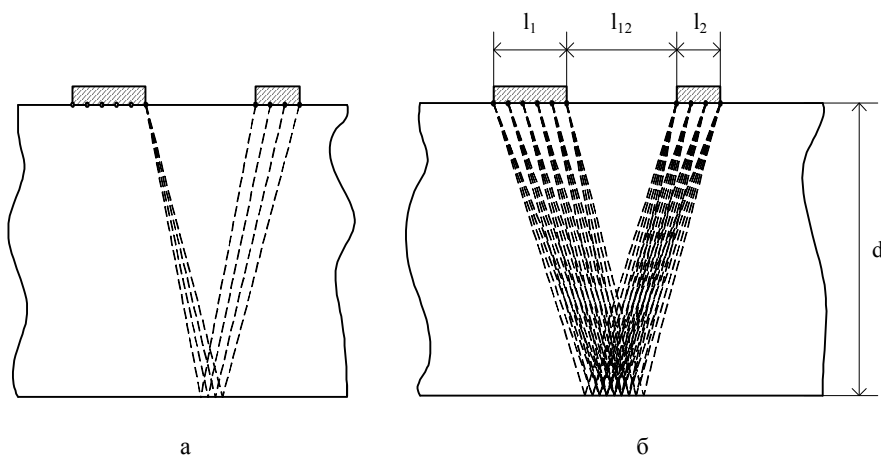


Рис. 1. Модель збуджуючого і приймаючого перетворювачів в геометричному наближенні.

датчики у вигляді математичних точок і процес моделювання розглядати як геометричну задачу [6]. На рис. 1а показано таке представлення датчиків, і нанесені напрямки для однієї точки передаючого ЕМАП. Усі інші напрямки у цієї точки даній задачі не розглядаються. На рис. 1б показані усі напрямки для даних точок. Кожен з датчиків характеризується своїми розмірами  $l_1$  та  $l_2$ , а також кількістю випромінюючих або приймаючих точок  $n_1$  та  $n_2$ , відповідно. Також для вирішення геометричної задачі необхідні дані про відстань між датчиками  $l_{12}$ , товщу матеріалу  $d$  та коефіцієнт згасання  $k$ . Відстань, що проходить сигнал обчислюється за теоремою Піфагора. В першому наближенні припускається, що передавач випромінює сигнал з однаковою інтенсивністю по всій площі, а приймач – відповідно приймає з однаковою чутливістю по всій своїй площі. Після прийняття, дані для кожної з точок складаються. Як видно з рис. 1б сигнали проходять різні відстані, а отже, мають згасати по різному [1].

Моделювання показало, що при використанні створеної моделі отримувані результати відрізняються від результатів реальної системи. Тому було проведено вдосконалення моделі. Було зроблено припущення, що інтенсивність випромінювання (чутливість прийому) точки залежить від її положення на площі датчика. Так, наприклад, точки що знаходяться ближче до геометричного центру робочої площі ЕМАП мають більшу інтенсивність, ніж точки біля її країв. Введено функцію розподілення інтенсивності за точками датчиків. Такий



підхід проілюстровано на рис. 2, де показано приклад функції розподілу та її проекцію на датчик. На цьому рисунку  $A$  – інтенсивність, а  $l$  – відстань від центру датчика. Моделювання такої системи з різними функціями інтенсивності показало суттєву залежність результату від цієї функції.

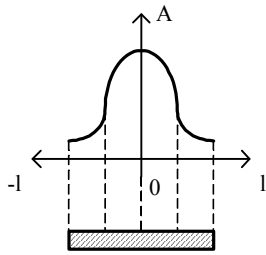


Рис. 2. Прийнятій розподіл інтенсивності випромінювання для збуджуючого та приймаючого перетворювачів.

Аналіз отриманих результатів показав необхідність введення даних про діаграму спрямованості ЕМАП. Для цього було розроблено спеціальний стенд (рис. 3а). В основу стенду покладено державний стандартний взірець СО-3 з нанесеною розміткою (значеннями кута). Розміщення випромінюючого та приймаючого ЕМАП наведено на рис. 3б. Випромінюючий ЕМАП встановлено стаціонарно. При кожному вимірюванні приймаючий датчик встановлюється біля відповідного значення кута, після чого фіксується значення амплітуди сигналу. Вимірювання проводилися для значень кута від  $-90^\circ$  до  $90^\circ$  з кроком  $2,5^\circ$ . Таке значення кроку можна вважати оптимальним, адже при більшому кроці точність вимірювань значно погіршується (особливо в при значеннях кута близько нуля – в зоні найбільшої інтенсивності), а при менших значеннях кроку стає помітною похибка, що пов'язана зі складністю точно встановити прийомного ЕМАП (за умов кроку  $2,5^\circ$  відстань між поділками становить близько 2мм). Результати вимірювань внесені в таблицю значень амплітуд залежності від кута відхилення приймаючого датчика. Дані таблиці заносяться в математичний пакет, де ці значення нормалізуються (щоб максимальне значення було рівним одиниці). Отримані результати використовуються для побудови графіків для

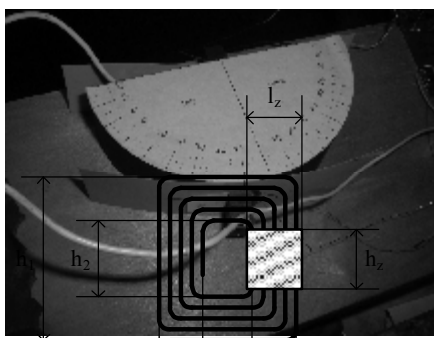
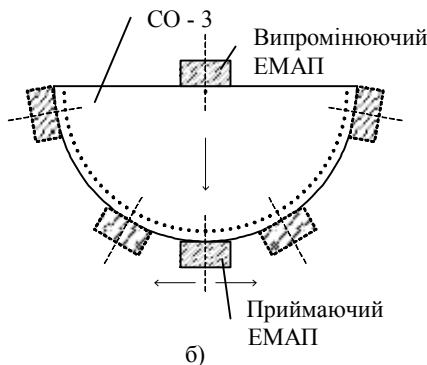


Рис. 3. Стенд для вимірювання діаграми спрямованості ЕМА перетворювача



кожного дослідженого перетворювача.

Побудова перетворювача та його основні геометричні розміри визначено на рис. 4. На рисунку  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $l_1$  та  $l_2$  – геометричні параметри котушки ЕМАП. Ділянка паралельних провідників у постійному магнітному полі, вектор індукції якого нормальний до поверхні ОК, є робочою зоною ЕМАП та характеризується розмірами  $h_z$  та  $l_z$ . Принципи побудови

Рис. 4. Основні геометричні параметри перетворювача.

передаючого та приймаючого датчиків не відрізняються [1]. Як видно з рисунку, положення робочої зони не симетричне відносно котушки, тому було зроблено припущення, що взаємне положення приймаючого та збуджуючого ЕМАП матиме вплив на характер діаграми спрямованості. Варіанти взаємного положення датчиків показано на рис. 5. На рис. 5а визначено схематичне позначення положення робочої зони. На рис. 5б показано положення, коли датчики розташовані один навпроти одного, а на рис. 5в – положення, коли один з датчиків повернено на  $180^\circ$  у площині, перпендикулярній напрямку випромінювання. Отже, для кожного датчика проводилося два повних цикли вимірювання, які відрізнялися між собою положенням приймаючого ЕМАП.

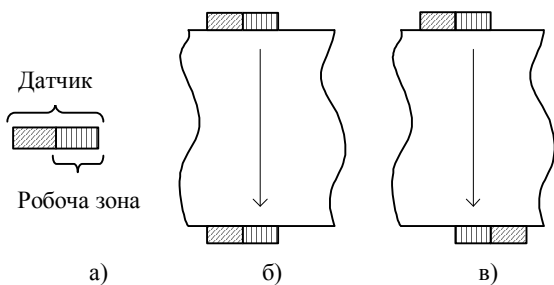


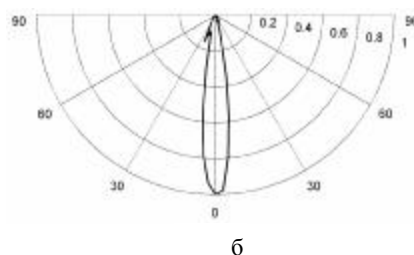
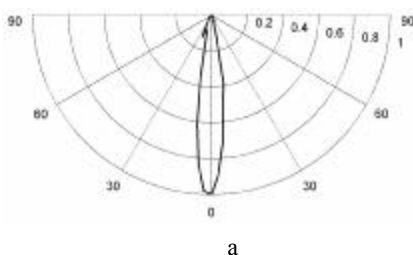
Рис. 5. Взаємне положення ЕМА перетворювачів.

Основною задачею вимірювання було отримання діаграм спрямованості ЕМАП, а також виявлення закономірності характеру цієї діаграми від геометричних розмірів та конструктивних особливостей датчика. Досліджено залежність характеру діаграми направленості від взаємного положення

двох датчиків.

Отримані експериментальні дані показали наявність досить вузької основної пелюстки і незначні побічні. Для прикладу реалізації вимірювань наведено дані 3-х ЕМАП з різними геометричними параметрами (див. рис. 4). Параметри приймаючого датчика в усіх вимірюваннях були однаковими.

Діаграми спрямованості першого датчика показана на рис 6. Параметри датчика були такими:  $l_1 = 15\text{мм}$ ;  $l_2 = 6\text{мм}$ ;  $h_1 = 23\text{мм}$ ;  $h_2 = 14\text{мм}$ ;  $l_z = 4,5\text{мм}$ ;  $h_z = 7\text{мм}$ . Тут, і далі, діаграма (а) зображує результат, отриманий за умов, коли датчики були розташовані один навпроти одного (див. рис. 5б), а діаграма (б) – коли приймач було повернено на  $180^\circ$  (див. рис. 5в). З приведених результатів можна зробити висновок, що побічні пелюстки незначні і ними можна знехтувати.



можна знехтувати.

На рисунку 7 наведено діаграми спрямованості датчика №2. Його геометричні розміри:  $l_1 = 16\text{мм}$ ;  $l_2 = 6\text{мм}$ ;  $h_1 = 24\text{мм}$ ;

$h_2 = 14\text{мм}$ ;  $l_z = 5\text{мм}$ ;  $h_z = 7\text{мм}$ . Аналіз наведених даних дає можливість зробити висновок, що основний пелюсток досить вузький, але на відміну від попереднього ЕМАП №1 він має незначні побічні пелюстки.

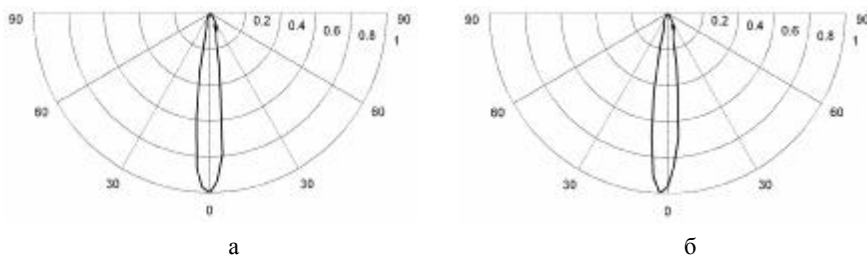


Рис. 6. Діаграми спрямованості датчика №1.

показано, що кут розкриття більший для більш широкої робочої зони ЕМАП. З першої точки зору це не відповідає відомим результатам, отриманим для традиційних п'єзоелектричних перетворювачів [7]. Проте подальший аналіз дозволив встановити, що такий результат обумовлений недостатньою відстанню між збуджуючим та прийомним ЕМА перетворювачами. При радіусі СО-3 59 мм ЕМАП приймає акустичні сигнали не в зоні Фраунгофера, а в перехідній між нею і зоною Френеля [8]. В цьому випадку випромінювач не можна сприймати як точковий.

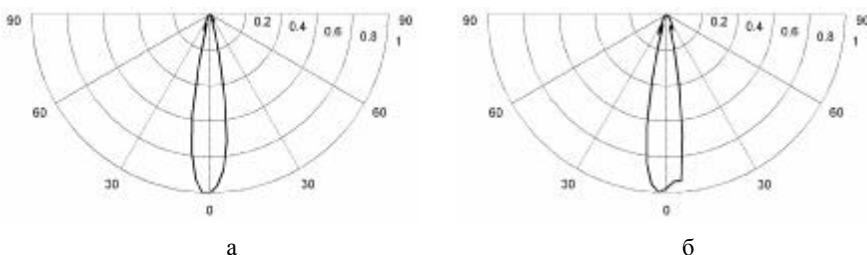


Рис. 8. Діаграми спрямованості датчика №3.

ЕМАП №3 мав найбільші розміри:  $l_1 = 17\text{мм}$ ;  $l_2 = 5,5\text{мм}$ ;  $h_1 = 29\text{мм}$ ;  $h_2 = 14\text{мм}$ ;  $l_z = 5,75\text{мм}$ ;  $h_z = 7\text{мм}$ . Його основний пелюсток (рис. 8) значно ширший, ніж у попередніх перетворювачів.

Аналіз отриманих результатів показує, що розкриття діаграми спрямованості ЕМАП залежить від ширини робочої зони перетворювача. При цьому

з отриманих результатів можна зробити висновок про необхідність удосконалення моделі, яке має враховувати усі вищенаведені принципи, а саме: необхідність введення функції розподілу інтенсивності та залежності інтенсивності від кута випромінювання відносно нормалі.

**Висновки.** Показано, що

моделювання ЕМАП не можна спростити до рішення геометричної задачі, користуючись припущенням, що кожна нескінченно мала ділянка перетворювача випромінює сигнал рівномірно в усіх напрямках. Установлена необхідність удосконалення моделі шляхом урахування особливостей діаграми спрямованості. Проведені практичні досліди реальних ЕМАП і показано залежність кута розкриття діаграми направленості від ширини робочої зони, кут розкриття якого більший для більш широкої робочої зони.

**Список літератури:** 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.3: Ультразвуковой контроль / И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге. – М.: Машиностроение, 2004. – 864 с. 2. Сучков Г.М. Развитие теории и практики приборов для электромагнитно-акустического контроля металлов. Автореферат диссертации на звание кандидата технических наук. – Харьков, Друкерия НТУ «ХПИ», 2005. – 37с. 3. Коткин Г.Л., Черкасский В.С. Компьютерное моделирование физических процессов с использованием MATLAB: Учеб. пособие / Новосиб. ун-т. Новосибирск, 2001. – 173 с. 4. Поршнев С.В. Компьютерное моделирование физических процессов в пакете MATLAB. - Горячая Линия – Телеком, – 2003. 5. Поршнев С.В. Компьютерное моделирование физических процессов в пакете MATLAB. - Горячая Линия – Телеком, – 2003. 6. Ультразвуковой контроль материалов: Справ. Изд. Крауткремер Й., Крауткремер Г.; Пер. с нем. – М.: Металлургия, 1991. – 752 с. 7. Ермолов И. Н. Теория и практика ультразвукового контроля. – М.Ж Машиностроение, 1981. – 240 с. 8. Выборнов Б.И. Ультразвуковая дефектоскопия, 2-е изд. – М. Металлургия, 1985. – 256 с.

УДК 620.179.16:620.179.17

**Г.М. СУЧКОВ**, проф. д-р техн. наук, НТУ «ХПИ»  
**Л.В. ГЛЄБОВА**, магістрант, НТУ «ХПИ»

## ДОСЛІДЖЕННЯ ФАКТОРІВ, ЯКІ ВПЛИВАЮТЬ НА ЗБУДЖЕННЯ АКУСТИЧНИХ ІМПУЛЬСІВ ЄМНІСНИМ МЕТОДОМ

Приведены результаты экспериментальных исследований преобразователей ёмкостного типа для возбуждения ультразвуковых импульсов. Показана возможность возбуждения акустических импульсов с чувствительностью, достаточной для выполнения неразрушающего контроля и измерений.

The results of an experimental research of capacity transformers for excitation of ultrasonic impulses are presented. The possibility of acoustic impulses excitation with sensitiveness sufficient for implementation of non-destructive control and measuring is shown.

**Вступ.** Підвищення вимог до якості промислової продукції зумовило інтенсивний розвиток засобів ультразвукового контролю матеріалів і виробів [1]. Їх основу складають прилади, що реалізують контактний метод



ультразвукового контролю [2]. Значний досвід практичного використання цього методу дозволив встановити області, в яких він не є ефективним [3]. Це ультразвуковий контроль виробів із забрудненою поверхнею, уражених корозією, або з покриттями (фарба, полімерні плівки і інші ізоляційні покриття), дефектоскопія гарячих і холодних виробів, високошвидкісний контроль, контроль з низькими експлуатаційними витратами та ін. Заповнити існуючу нішу можливо за рахунок приладів, які не потребують використання для своєї роботи контактної рідини [2]. Перспективними серед таких приладів можуть бути засоби, створені на основі конденсаторного способу (КС) збудження і прийому ультразвукових коливань [2]. КС зародився на стику декількох наукових напрямків, що мають різне фізичне єство. Тому для його опису потрібне використання апаратів електродинаміки і термодинаміки, теорії пружності, акустики, матеріалознавства. Потенціальна перспективність ємнісних перетворювачів (ЄП) при використанні для дефектоскопії, товщинометрії, визначення фізико-механічних властивостей матеріалів, вимірювань різного призначення, з однієї сторони, та недостатня чутливість, з другої, призвели до появи важливої для промисловості наукової задачі. Її суть полягає в розвитку теорії і практики створення нових приладів на основі ЄП, які забезпечать виявлення дефектів, вимірювання товщини і визначення структурних параметрів електропровідних виробів широкого асортименту. Багатогранність і обсяг необхідних наукових і технічних рішень створили значні труднощі при розробці приладів на основі КС, основною з яких є надзвичайно мала чутливість. Отже, вирішення задачі з використання КС для цілей неруйнівного контролю є актуальним і своєчасним.

**Основна частина.** Акустичні коливання можливо приймати з металу за рахунок появи змінної електричної напруги на конденсаторному перетворювачі при зміні відстані між його обкладками, одна із яких – об'єкт контролю (ОК). Згідно з даними роботи [2] чутливість збуджуючого ємнісного перетворювача (ЄП) в 30000 разів менше ніж п'єзоелектричного перетворювача (ПЕП). Для перевірки цих даних створено макет для досліджень ємнісного способу, рис. 1. Експериментальна перевірка теоретичних розрахунків виконана з допомогою 2-х ПЕП і збуджуючого ЄП на зразку з алюмінію діаметром 30 мм висотою 90 мм. ЄП мав діаметр 26 мм виготовлений з електропровідної плівки товщиною 30 мкм. Ізолююча прокладка ЄП – 0,2 мм з лавсанової плівки. Режим вимірювання – тіньовий з використанням атенюатора серійного дефектоскопа УД2-12. Тіньовий сигнал двох ПЕП склав 44 дБ. Тоді як сигнал прийнятий ПЕП від ЄП – 24 дБ. Аналіз отриманих експериментальних досліджень показує, що чутливість ЄП менше ніж стандартного ПЕП, з урахуванням завад акустичного характеру в 4 рази. Ці дані говорять про те, що відомі результати не в повній мірі відображають фізичну суть процесів перетворення акустичних полів в електричні. Тому для використання КС в неруйнівному ультразвуковому контролі слід виконати дослідження і знайти наукові і технічні рішення направлені, в першу чергу, на підвищення чутливості конденсаторного способу збудження ультразвукових імпульсів.

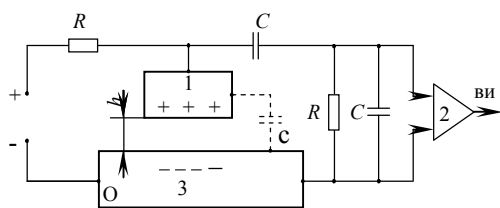


Рис. 1. Макет для оцінки коефіцієнту перетворення при конденсаторному збудженні акустичних коливань в ОК:  
1 – робоча обкладка (електрод) ЄП;  
2 – підсилювач;  
3 – ОК (друга обкладка ЄП);

обкладки ЄП повинен бути не більше 25 – 30 мм.

Іншим шляхом підвищення чутливості ЄП є використання проміжних шарів матеріалу з високим значенням величини відносної діелектричної про проникності. Такий висновок підтверджується експериментальними даними, отриманими при дослідженні матеріалів з різною діелектричною проникністю, табл. 1.

Таблиця 1- Залежність величини А співвідношення амплітуд ультразвукового імпульсу і завад при збудженні ЄП та прийомі ПЕП, на частоті 2,5 МГц, h = 1 мм

Матеріал прошарку ЄП	Повітря	Лавсан	Папір (80 г/м <sup>2</sup> )	Спечений двоокис алюмінію	Гетинакс
А, дБ,	14	20	28	31	39

Очевидно, що вибір матеріалу прошарку має принципове значення. Амплітуду корисного сигналу можливо підвищити в багато разів. При цьому проміжний матеріал повинен грати роль захисної плівки, оскільки ЄП може бути пошкоджений під час сканування поверхні виробу, який контролюється. Тому при проведенні експериментів була використана лавсанова плівка товщиною 0,2 мм, яка одночасно грає роль стійкого до зносу прошарку. Однак, під час експериментальних досліджень встановлено, що чутливість таких ЄП істотно змінюється у часі, рис. 2 (поляризуюча напруга 900 В, прошарок між електродами і виробом – лавсанова плівка товщиною 0,2 мм,  $\epsilon = 3,2$  [5]).

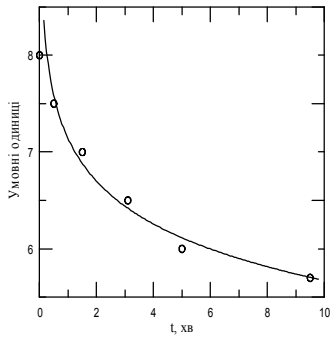


Рис. 2. Залежність збудженого ЄП сигналу від часу вимірювання (прошарок лавсанова плівка товщиною 0,2 мм)

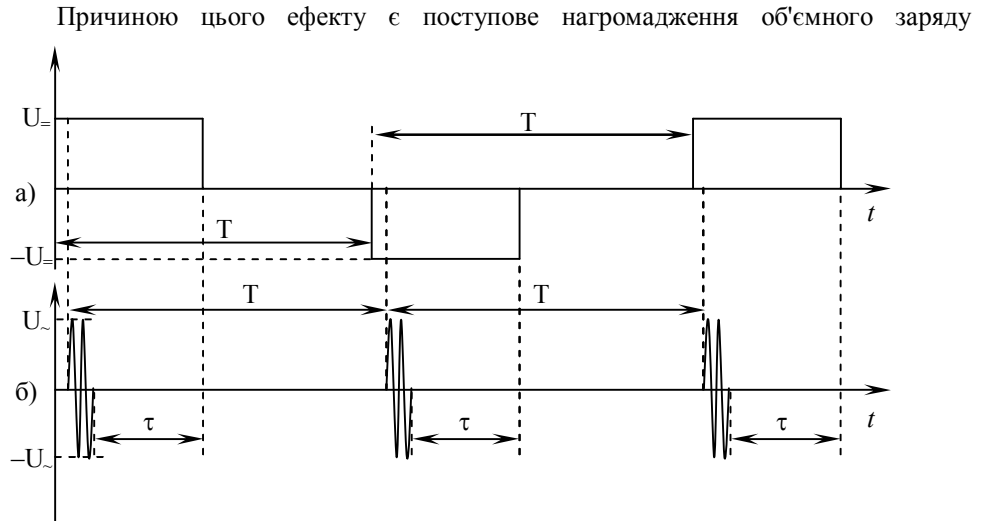


Рис.3. Форма поляризуючих імпульсів (а) та високочастотних імпульсів збудження (б) ефективного ЄП:  $T$  – період зондування ОК;

(міграційна поляризація), який створює зворотне електричне поле в діелектричному прошарку (наприклад, лавсановій плівці), що не дозволяє проводити довгостроковий неруйнівний контроль. Аналогічні результати отримуємо при використанні фторопластових плівок, слюди, скла та інших матеріалів. Різні заходи щодо попередньої підготовки діелектричних прошарків із різних матеріалів не усувають нестабільність ЄП. Для виключення відзначеного недоліку і збереження підвищеної чутливості ЄП за рахунок використання захисних прошарків із матеріалів з високою діелектричною проникністю, запропоновано постійне поляризуюче поле замінити на імпульсне – зі зміною полярності кожного наступного поляризуючого імпульсу, рис 3.

Результати експериментальної перевірки підтвердили, що при переключенні полярності поляризуючих імпульсів, амплітуда прийнятих інформаційних сигналів залишається стабільною. При цьому, амплітуда сигналів на алюмінієвих зразках в відношенні до завод складає не менше 100 разів. Це достатня величина для проведення ультразвукової дефектоскопії і товщинометрії.

Окрім того, короткі (близько кількох сотень мікросекунд і частоті посилення (зондування виробу) таких імпульсів не більше 100 разів на секунду) імпульси високої напруги не мають такої небезпечної дії на обслуговуючий персонал, як постійна напруга. З точки зору техніки безпеки це значна перевага.

Важливою перевагою такого способу живлення ЄП є також те, що короткі поляризуючі імпульси по амплітуді можуть перевищувати постійну поляризуючу напругу без пробою захисної діелектричної плівки. Це дає можливість підвищити чутливість ЄП за рахунок її збільшення.

Оскільки для прийнятних діелектричних плівок напруга пробою складає близько 30 В/мкм, то елементарні розрахунки показують, що чутливість ЄП буде дорівнювати  $\approx 10^8$  В/м. Ця величина відрізняється від аналогічної для ПЕП на суттєво меншу величину, ніж визначену в [2], що говорить про необхідність виконання подальших досліджень, в тому числі теоретичних.

Для визначення впливу факторів, що визначають результати ультразвукового контролю ємнісним способом було розроблено стенд для досліджень ЄП в режимі збудження, рис. 4. Стенд за рис.4 дозволяє виконувати

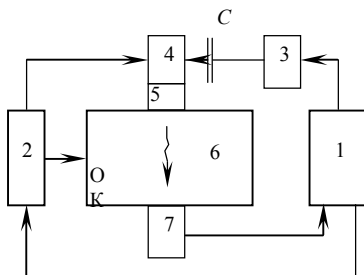


Рис. 4. Стенд для досліджень ЄП в режимі збудження акустичних імпульсів

дослідження так. Серійний ультразвуковий дефектоскоп 1 (УД2-12) синхронізує роботу генератора 2 поляризуючої напруги з послідовною зміною полярності імпульсів (див. рис. 4) і генератора 3 високочастотних імпульсів. Імпульси генераторів 2 і 3 живлять ЄП 4 з діелектричною захисною плівкою 5. Перетворювач 4 збуджує в об'єкті контролю 6 акустичні імпульси. З протилежної сторони ОК 6 акустичні імпульси приймаються ПЕП 7 і поступають на дефектоскоп 1. Характеристики прийнятих сигналів оцінювали з допомогою атенюатора, цифрового індикатора і шкал електронно-променевої трубки дефектоскопа 1.

Дослідження впливу зазору  $h$  на амплітуду збуджених ультразвукових імпульсів, які приймалися ПЕП, при комбінованому зазорі з повітря ( $\approx 6 \times 5$  мкм) і лавсанової плівки ( $5 \times 0,2$  мм), зображено на рис. 5.

При цьому відношення повітряного зазору і діелектричного прошарку повинно бути на користь діелектричної плівки. Це підтверджується експериментальними результатами (див. табл. 1).

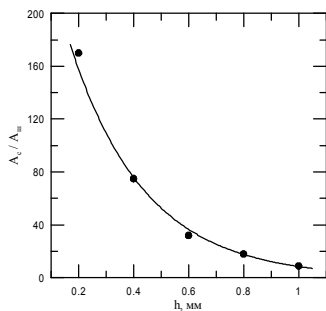


Рис. 5. Вплив величини лавсанового прошарку між збуджувачем ЄП і виробом на зміну амплітуди інформаційного імпульсу, прийнятого ПЕП

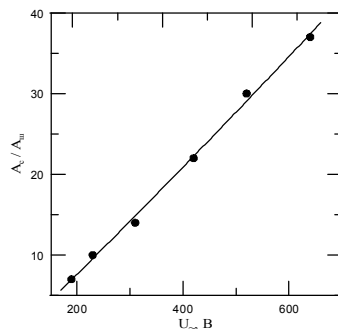


Рис. 6. Вплив величини змінної напруги на амплітуду збуджених ультразвукових імпульсів.

Аналіз отриманих результатів показує, що при реальному контролі необхідно мінімізувати коливання повітряного прошарку між ЄП і виробом.

На рис. 6 приведено результати впливу поляризувальної напруги на амплітуду збуджених ультразвукових імпульсів (частота 2,5 МГц).

Таким чином, для підвищення коефіцієнту перетворення ЄП, поляризувальною напругою необхідно збільшувати. Як видно з приведених результатів її величина може досягати 1000 В і більше, особливо при імпульсному живленні різнополярними імпульсами. Окрім того, можна зробити

висновок про можливість впливу на інформаційний імпульс безпосередньо під час проведення ультразвукового контролю. Механічне сканування виробу при ручному контролі виконується з набагато меншою швидкістю, ніж електронне регулювання величини поляризувальної напруги. Тому вплив шкідливих факторів, наприклад випадкової зміни технологічного повітряного зазору, можна повністю компенсувати за рахунок зміни величини поляризувальної напруги.

Особливе значення для отримання прийнятної величини збуджених ультразвукових імпульсів має величина відносної діелектричної проникності захисної плівки ЄП. Дані, приведені в табл. 1, показують, що вплив різних матеріалів на корисний сигнал різний. Було додатково проведено вимірювання ємності ЄП з однаковими параметрами обкладинок для кожного діелектричного матеріалу прошарку з однаковою товщиною. З допомогою відомої формули для ємності плоского конденсатора отримуємо (товщина прошарку матеріалу  $h_i$  і повітря  $h_p$  відрізняється)

$$\frac{C_i h_i}{C_p h_p} = \varepsilon_i \quad (1)$$

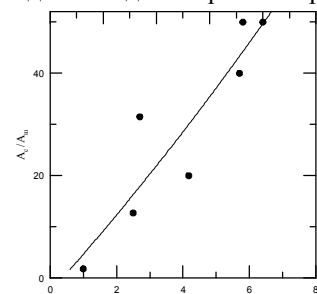


Рис. 7. Залежність амплітуди збуджених ЄП інформаційних імпульсів від відносної діелектричної проникності захисного прошарку

де  $C_i$  і  $C_p$  – ємності ЄП для вибраного діелектричного прошарку і повітря відповідно;  $\varepsilon_i$  і  $\varepsilon_p$  – значення відносної діелектричної проникності діелектричного прошарку і повітря відповідно ( $\varepsilon_p = 1$ ).

Таким чином можливо оцінити вплив діелектричної проникності на амплітуду корисних сигналів, тобто його посилення. Залежність амплітуди збуджених інформаційних імпульсів від відносної діелектричної проникності захисної плівки ЄП приведено на рис. 7. Лінія тренду на графіку виконана з використанням програмного забезпечення типу Excel та Grapher.

Аналіз приведених даних показує, що збільшення відносної діелектричної проникності захисної підсилювальної плівки ЄП веде до збільшення амплітуди інформаційних імпульсів за законом, близьким до лінійного. Але слід відзначити, що одночасно захисна плівка повинна бути суттєво зносостійкою.

Таблиця 2 - Діелектричні проникності матеріалів, величини яких розраховані за формулою (1)

Матеріал прошарку ЄП	Повітря	Лавсан	Папір (80 г/м <sup>2</sup> )	Спечений двоокис алюмінію	Гетинакс
$\varepsilon$	1	2,5	2,7	5,7	6,4

акі суперечливі умови вимагають пошуків матеріалів для захисної плівки перетворювача. Одним з прийнятних варіантів може бути плівка зі спеченого двоокису алюмінію, який має доволі значну величину відносної діелектричної проникності – до 7,6 [5] і дуже високу зносостійкість. Проте промисловість випускає такі плівки товщиною 1 мм і більше, що знижує ефективність ємнісного перетворювача. При контролі виробів з гладкою поверхнею можливе використання захисного прошарку з менш стійкого матеріалу, наприклад з гетинаксу (див. табл. 1). Враховуючи незначну вартість такої плівки, її можливо замінювати частіше без зниження характеристик перетворювача. З викладеного випливає необхідність проведення більш широких досліджень матеріалів з можливістю їх використання в якості стійкого захисного прошарку ЄП при одночасній високій чутливості.

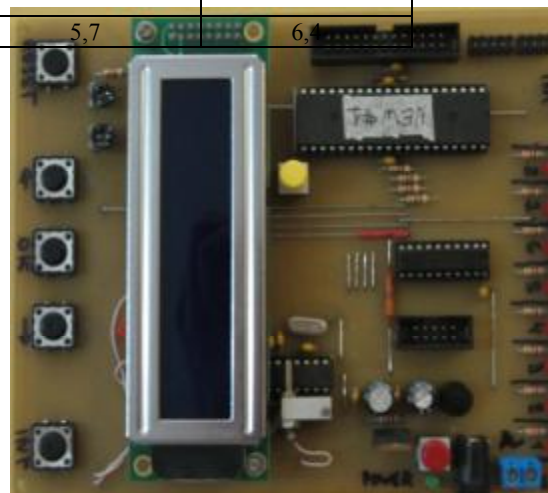


Рис. 8. Формувач синхронізуючого, поляризувального високочастотного і керуючого імпульсів на базі мікропроцесора ATMEGA 32 для припалів



Рис. 9. Фото реалізацій з сигналами, отриманими з алюмінієвого зразка на частоті 2,5 МГц при збудженні ЄП та прийомі ПЕП

Виконані дослідження стали основою для розробки елементів пристрою для ефективного збудження ультразвукових імпульсів мегагерцового діапазону, який широко використовується для дефектоскопії і товщинометрії.

Для вирішення визначених задач необхідно розробити блоки і вузли дефектоскопів, товщиномірів і приладів для визначення фізико-механічних характеристик матеріалів. Перша з них – розробка джерела живлення ЄП поляризованими імпульсами з послідовною зміною їх поляризації (див. рис. 3). Дослідження показали, що її слід вирішувати в два етапи. Перший – розробка формувача необхідних для роботи приладу імпульсів: синхронізуючого, поляризованих і високочастотних. Такий формувач розроблено на базі мікропроцесора ATMEGA 32 [4], рис. 8.

Для забезпечення високої напруги поляризованих імпульсів розроблено макет на базі польових транзисторів типу IRF 540 які дозволили отримати регульовану величину напруги на рівні 1000 В. Використання пристрою дало можливість експериментально підтвердити, що ємнісний метод за своїми характеристиками, в першу чергу за чутливістю при збудженні, може бути використаний при створенні

приладів для ультразвукового контролю, рис. 9 (зразок з алюмінію, частота ультразвукових коливань – 2,5 МГц). Як впливає з приведених реалізацій, відношення амплітуд збудження імпульсу і завад різного характеру є достатнім для використання для неруйнівного контролю.

**Висновки:** 1. Розроблені концептуальні положення створення нового класу ефективних приладів для ультразвукового контролю виробів з використанням конденсаторного способу збудження акустичних сигналів. Суть положень полягає у формуванні поляризованої напруги в вигляді імпульсів заданої часової протяжності зі зміною їх поляризації. 2. Порівняльний аналіз характеристик ємнісного датчика з п'єзоелектричним приймачем дозволяють стверджувати, що ємнісний перетворювач є унікальним датчиком, для якого є своя ніша в об'ємі робіт з неруйнівного контролю металовиробів. 3. Досліджено фактори, які визначають ефективність конденсаторних приладів неруйнівного контролю при збудженні акустичних імпульсів. Показано необхідність витримувати стабільну товщину прошарку між ЄП і виробом, величину поляризованої напруги і відносної діелектричної проникності захисної (підсилюючої) плівки перетворювача.

**Список літератури:** 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.3: Ультразвуковой контроль / И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге. – М.: Машиностроение, 2004. 864 с. 2. Ермолов И. Н. Теория и практика ультразвукового контроля. – М.: Машиностроение, 1981. 240 с. 3. Сучков Г.М., Глоба С.Н., Глебова Л.В. Возможность приема ультразвуковых импульсов преобразователями емкостного типа. – Вісник Нац. техн. ун-ту «Харківський політехнічний інститут». - Харків: НТУ «ХПІ», 2007, № 35, – С. 29–32. 4. Анотації доповідей XVI міжнародної науково-практичної конференції "Інформаційні технології: наука, техніка, технологія освіти, здоров'я"-Ч1- Харків: НТУ "ХПІ". - 2008. – С.433. УДК 620.179.14

**ГЛОБА С.Н.**, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПІ" (г. Харків);  
**ДРОБИТЬКО А.И.**, магістр, НТУ "ХПІ" (г. Харків)

## ВОССТАНОВЛЕНИЕ КВАЗИСТАТИЧЕСКОЙ КРИВОЙ НАМАГНИЧЕННОСТИ СЛАБОМАГНИТНОГО ПЛОСКОГО ОБРАЗЦА

У роботі розглянуто методику і проведено відновлення квазістатичної кривої намагнічення слабомагнітного плоского зразка для загального випадку ( $k \neq \text{const}$ ). Отримані основні співвідношення для розрахунку магнітного потоку, його фази, експериментальної та квазістатичної намагніченостей, методичної похибки.

The method of renewal in the quasistatistical curve of magnetizing of weak-magnetic flat sample in work considered and conducted for a general case ( $k \neq \text{const}$ ). Basic correlations are got for the calculation of magnetic stream, his phase, experimental and quasistatistical of magnetizing, methodical error.

В качестве материалов применяемых при изготовлении элементов и узлов промышленных объектов широко используются наряду с ферромагнитными и слабомагнитные материалы (нержавеющая сталь, латунь и др.), которые представляет практический интерес в различных отраслях промышленности.

Известно, что магнитный контроль шихтованных и сплошных изделий и образцов рекомендуется проводить на постоянном токе [1, 2], но при этом требуется коммутация намагничивающего тока в питающей цепи преобразователя при контроле каждой точки кривой намагничивания либо петли гистерезиса, все это достаточно трудоемко, неудобно в эксплуатации, а, следовательно, затруднено в автоматизации процесса контроля магнитных характеристик и параметров. Контроль ферро- и слабомагнитных изделий и образцов целесообразно проводить в переменных магнитных полях, что позволяет автоматизировать процесс контроля. Исследуемые материалы используются в цепях переменного тока (в частности, в устройствах энергетического оборудования: трансформаторах, электродвигателях, реле, электромагнитах и др.), поэтому необходим контроль динамических магнитных характеристик и параметров. Но переменное магнитное поле затухает в сечении образца и приводит к неоднородному распределению напряженности и индукции внутри изделия, а также нелинейности магнитных характеристик.

Таким образом, если установить критерий слабого затухания магнитного поля в сечении образца и использовать методику восстановления квазістатических магнитных характеристик плоских слабомагнитных образцов по результатам контроля динамических характеристик тех же образцов, то можно связать контроль

магнитных характеристик и параметров в постоянных и переменных магнитных полях, что важно для теории и практики контроля. При этом возникает возможность рационального выбора толщин пластин энергетического оборудования и частот переменного магнитного поля.

Поскольку значения  $\mu_r$  слабомагнитных материалов мало отличается от  $\mu_r$  воздуха (или вакуума), то определяют не кривую индукции, а кривую намагниченности слабомагнитного образца.

Идея восстановления квазистатической кривой намагниченности слабомагнитного плоского образца состоит в том, что по результатам экспериментально полученной кривой намагниченности  $J_s = f(H_0)$  на переменном токе конкретного слабомагнитного образца путем учета методической погрешности  $\gamma_{mn}$  можно перейти к квазистатической зависимости  $J_k = f(H_0)$ , т.е. к зависимости, которую можно было бы получить на постоянном токе. Методическая погрешность  $\gamma_{mn}$  (поправка) учитывает неоднородность магнитного поля внутри изделия и нелинейность кривой намагниченности.

Рассмотрим общий случай восстановления квазистатической кривой намагниченности слабомагнитного плоского образца ( $k \neq const$ ), т.е. для всех участков кривой намагниченности. В работе [3] был рассмотрен частный случай ( $k = const$ ), который соответствует начальному участку кривой намагниченности слабомагнитной пластины – слабое магнитное поле.

Следует отметить, что для испытаний использовался электромагнитный преобразователь с помещенным внутри его плоским образцом ( $h/d \gg 1$  – плоский образец шириной  $h$ , толщиной  $d$  и длиной  $l$ ). Преобразователь состоит из тонкого диэлектрического каркаса с нанесенными на него измерительной  $W_2$  и намагничивающей  $W_1$  обмотками. Чтобы магнитное поле было достаточно однородным внутри намагничивающей обмотки, необходимо выполнить условие  $l_k \gg h_k$  (где  $l_k$  и  $h_k$  – длина намагничивающей обмотки и ширина каркаса преобразователя соответственно). С целью уменьшения воздействия размагничивающего фактора на результаты измерений выбирались размеры плоских слабомагнитных образцов такими, чтобы  $l/h \geq 10$ .

Формула для расчета намагниченности  $J$  материала [1, 2] имеет вид:

$$J = k \cdot H, \quad (1)$$

где  $k$  – относительная магнитная восприимчивость материала образца;

$H$  – напряженность магнитного поля.

Намагниченность  $J$  характеризует магнитную индукцию  $B_{вещ}$  вещества, т.е. ту индукцию, которую создают магнитные моменты всех заряженных частиц атомов вещества (материала). Магнитная индукция  $B_{вещ}$  вещества определяется как:

$$B_{вещ} = \mu_0 \cdot J = \mu_0 \cdot kH, \quad (2)$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Вносимый магнитный поток  $\Phi_{вн}$  вычисляется как:

$$\Phi_{вн} = \int_S B_{вещ} dS = \int_S \mu_0 kH dS. \quad (3)$$

где  $dS$  – дифференциал площади поперечного сечения изделия (для плоского образца шириной  $h$  и толщиной  $d$  площадь  $S = h \cdot d$ ).

Иначе выражение для вносимого магнитного потока можно записать [3]:

$$\dot{\Phi}_{вн} = \dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_\Sigma = \dot{\Phi}_{20} + \dot{\Phi}_1 - \dot{\Phi} - \dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi}_{20} - \dot{\Phi}, \quad (4)$$

где  $\dot{\Phi}_\Sigma$  и  $\dot{\Phi}_0$  – магнитные потоки в преобразователе при наличии образца и в его отсутствии;  $\dot{\Phi}_1$  – магнитный поток в воздушном зазоре между изделием и измерительной обмоткой;  $\dot{\Phi}_{20}$  – магнитный поток, пронизывающий сечение воздуха толщиной  $d$ ;  $\dot{\Phi}$  – магнитный поток непосредственно в изделии

Если использовать символический метод с учетом выражения (4), тогда формулу для  $\dot{\Phi}_{вн}$  запишем в виде:

$$\Phi_{вн} e^{j\omega t} e^{j\varphi_{вн}} = \Phi_{20} e^{j\omega t} - \Phi e^{j\omega t} e^{j\varphi}. \quad (5)$$

Причем магнитный поток в преобразователе без изделия  $\Phi_{20}$  можно определить по формуле:

$$\Phi_{20} = 2\mu_0 H_0 h d. \quad (6)$$

Если в (5) воспользоваться формулой Эйлера, тогда модуль  $\Phi_{вн}$  примет вид:

$$\Phi_{вн} = \sqrt{(\Phi_{20} - \Phi \cos \varphi)^2 + \Phi^2 \sin^2 \varphi}; \quad (7)$$

или после простых преобразований:

$$\Phi_{вн} = \sqrt{\Phi^2 + \Phi_{20}^2 - 2\Phi\Phi_{20} \cos \varphi}. \quad (8)$$

Исходя из соотношений (5) и (7), величина фазового угла  $\varphi_{вн}$  сдвига между  $\Phi_{вн}$  и  $\Phi_{20}$  определяется как:

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{вн}} = -\frac{\Phi \sin \varphi}{\Phi_{20} - \Phi \cos \varphi}. \quad (9)$$

Считая угол  $\varphi$  достаточно малым, представим функции  $\cos \varphi$  и  $\sin \varphi$  в виде разложения в ряды Тейлора:

$$\cos \varphi = 1 - \frac{\varphi^2}{2!} + \dots; \quad (10)$$

$$\sin \varphi = \varphi - \frac{\varphi^3}{3!} + \dots. \quad (11)$$

Используя формулы (6), (8), (10) и результаты работ [3, 4] при условии  $|\operatorname{tg} \varphi| \approx \varphi \approx \frac{1}{2} \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r} X_d$  (причем обобщенный параметр  $X_d = d/\delta$  был введен в [3, 4] для облегчения расчетов, где  $\delta$  – глубина проникновения магнитного поля в образец), получим в общем случае выражение для амплитуды вносимого магнитного потока:

$$\Phi_{\text{вн}} = 2\mu_0 H_0 h d \sqrt{\left[ \mu_r \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r} X_d \right) - 1 \right]^2}. \quad (12)$$

Полученное выражение (12) после расчетов можно представить как:

$$\Phi_{\text{вн}} = 2\mu_0 H_0 h d (\mu_r - 1) \sqrt{1 - \left( \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r - 1} X_d - \frac{1}{4} \frac{\mu_{\partial}^2}{(\mu_r - 1)^2} X_d^2 \right)}. \quad (13)$$

Выражение (13) с учетом малости второго слагаемого в круглых скобках под корнем по сравнению с единицей, представим в виде степенного ряда, ограничившись слагаемыми первого порядка, а именно:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{вн}} &= 2\mu_0 H_0 h d (\mu_r - 1) \left[ 1 - \left( \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r - 1} X_d - \frac{1}{4} \frac{\mu_{\partial}^2}{(\mu_r - 1)^2} X_d^2 \right) \right]^{\frac{1}{2}} = \\ &= 2\mu_0 H_0 h d (\mu_r - 1) \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r - 1} X_d - \frac{1}{4} \frac{\mu_{\partial}^2}{(\mu_r - 1)^2} X_d^2 \right) \right] = \\ &= 2\mu_0 H_0 h d (\mu_r - 1) \left[ 1 - \left( \frac{1}{2} \frac{\mu_{\partial}}{\mu_r - 1} X_d - \frac{1}{8} \frac{\mu_{\partial}^2}{(\mu_r - 1)^2} X_d^2 \right) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Если учесть связь [1] между относительной магнитной восприимчивостью  $k$  и относительной магнитной проницаемостью  $\mu_r$ :

$$k = \mu_r - 1, \quad (15)$$

тогда намагниченность  $J$  материала образца рассчитывается как:

$$J = k H_0 = (\mu_r - 1) H_0, \quad (16)$$

Выражение для вычисления амплитуды вносимого магнитного потока  $\Phi_{\text{вн}}$  с учетом (15) и (16) через магнитные восприимчивости имеет вид:

$$\Phi_{\text{вн}} = 2\mu_0 J h d \left[ 1 - \left( \frac{1}{2} \frac{(k_{\partial} + 1)}{k} X_d - \frac{1}{8} \frac{(k_{\partial} + 1)^2}{k^2} X_d^2 \right) \right], \quad (17)$$

где  $k_{\partial}$  – дифференциальная магнитная восприимчивость материала образца;  $k_{\partial} = \mu_{\partial} - 1$ .

Учитывая результаты работ [3, 4] и ограничиваясь слагаемыми порядка  $X_d^2$ , т.к.  $X_d = d/\delta \ll 1$  и  $X_d^3 \ll 1$ , запишем формулу для вычисления фазы  $\varphi_{\text{вн}}$  магнитного потока в виде:

$$\varphi_{\text{вн}} = -\operatorname{arctg} \left( \frac{1}{2} \mu_{\partial} X_d + \frac{1}{2} \mu_r \mu_{\partial} X_d - \frac{1}{4} \frac{\mu_{\partial}^2}{\mu_r} X_d^2 - \frac{1}{16} \mu_{\partial}^2 X_d^2 \right) \quad (18)$$

или через относительную и дифференциальную магнитные восприимчивости:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{вн}} &= -\operatorname{arctg} \left( \frac{1}{2} (k_{\partial} + 1) X_d + \frac{1}{2} (k + 1) (k_{\partial} + 1) X_d - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{4} \frac{(k_{\partial} + 1)^2}{(k + 1)} X_d^2 - \frac{1}{16} (k_{\partial} + 1)^2 X_d^2 \right). \end{aligned} \quad (19)$$

Используя выражение (14) с учетом

$$\Psi_{\text{вн}} = W_2 \Phi_{\text{вн}}, \quad (20)$$

где  $\Psi_{вн}$  – вносимое потокосцепление,

найдем выражение для интегральной (экспериментально полученной) намагниченности  $J_{\vartheta}$  в виде:

$$J_{\vartheta} = \frac{\Psi_{вн}}{2W_2\mu_0hd} = J_{\kappa} \left[ 1 - \left( \frac{1}{2} \frac{\mu_{\vartheta}}{(\mu_r - 1)} X_d - \frac{1}{8} \frac{\mu_{\vartheta}^2}{(\mu_r - 1)^2} X_d^2 \right) \right] \quad (21)$$

или через магнитные восприимчивости как:

$$J_{\vartheta} = J_{\kappa} \left[ 1 - \left( \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k} X_d - \frac{1}{8} \frac{(k_{\vartheta} + 1)^2}{k^2} X_d^2 \right) \right]. \quad (22)$$

С учетом малости второго слагаемого в квадратных скобках формулы (21) по сравнению с 1, получим выражение для вычисления квазистатической намагниченности:

$$J_{\kappa} = J_{\vartheta} \left[ 1 + \left( \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k} X_d - \frac{1}{8} \frac{(k_{\vartheta} + 1)^2}{k^2} X_d^2 \right) \right], \quad (23)$$

отсюда методическая погрешность  $\gamma_{\text{мн}}$  определяется как:

$$\gamma_{\text{мн}} = \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k} X_d - \frac{1}{8} \frac{(k_{\vartheta} + 1)^2}{k^2} X_d^2. \quad (24)$$

В общем случае, если задаться величиной допустимой погрешности  $\gamma_{\text{м}\vartheta}$ , тогда значение обобщенного параметра находят из условия (критерия) слабого затухания магнитного поля в слабомагнитном изделии

$$\gamma_{\text{мн}} = \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k} X_d - \frac{1}{8} \frac{(k_{\vartheta} + 1)^2}{k^2} X_d^2 \leq \gamma_{\text{м}\vartheta}. \quad (25)$$

Отсюда, если ввести  $\gamma_{\text{м}\vartheta}$ , получим следующее квадратное уравнение

$$\frac{1}{8} \frac{(k_{\vartheta} + 1)^2}{k^2} X_d^2 - \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k} X_d + \gamma_{\text{м}\vartheta} = 0, \quad (26)$$

решая которое, рассчитывается необходимый обобщенный параметр  $X_d$ .

Для упрощения расчета методической погрешности введем параметр  $\Delta'$ , который определяется следующим образом:

$$\Delta' = \frac{1}{2} \frac{(k_{\vartheta} + 1)}{k}. \quad (27)$$

Используя экспериментальную зависимость  $J_{\vartheta} = f(H_0)$ , на практике вычисляют значение относительной магнитной восприимчивости  $k(H_0)$  как:

$$k(H_0) = \frac{J_{\vartheta}}{H_0}, \quad (28)$$

где  $J_{\vartheta}$  – экспериментальные значения намагниченности, взятые для фиксированных рабочих точек  $H_0$  кривой  $J_{\vartheta} = f(H_0)$ .

А значение дифференциальной магнитной восприимчивости  $k_{\vartheta}(H_0)$  рассчитывают в виде:

$$k_{\vartheta}(H_0) = \frac{dJ_{\vartheta}}{dH_0} \approx \frac{J_{\vartheta i+1} - J_{\vartheta i}}{H_{0i+1} - H_{0i}}, \quad (29)$$

где  $J_{\vartheta i+1}$  и  $J_{\vartheta i}$  – последующее и предыдущее экспериментальные значения намагниченностей, соответствующие каждому шагу изменения напряженности магнитного поля от  $H_{0i}$  до  $H_{0i+1}$ ;

$H_{0i+1}$  и  $H_{0i}$  – последующее и предыдущее значение напряженности поля.

Таким образом, методика восстановления квазистатической кривой намагниченности слабомагнитного плоского образца для общего случая ( $k \neq const$ ) состоит в следующем:

1. По измеренной зависимости  $J_{\vartheta} = f(H_0)$  рассчитывают значения  $k(H_0)$  и  $k_{\vartheta}(H_0)$  с помощью соотношений (28) и (29).

$J_s,$   
кА/м

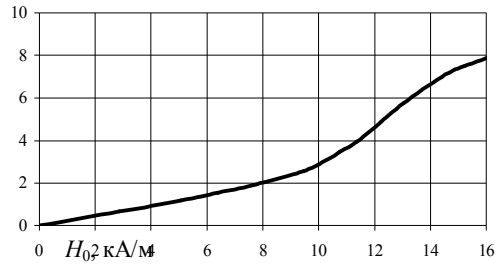


Рис. 1.

$k, k_d$

$k_d$

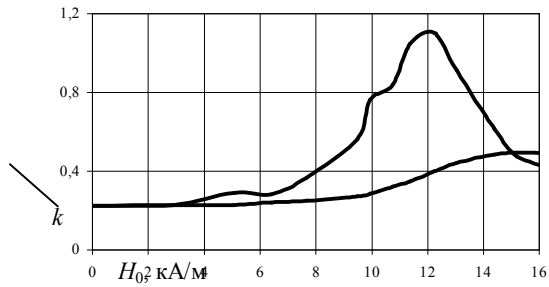


Рис. 2.

$\Delta'$

$H_0^*$

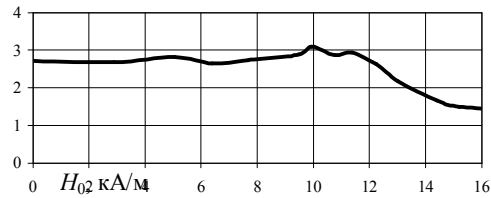


Рис. 3.

$J_s, J_k$   
кА/м

$J_k$

$J_s$

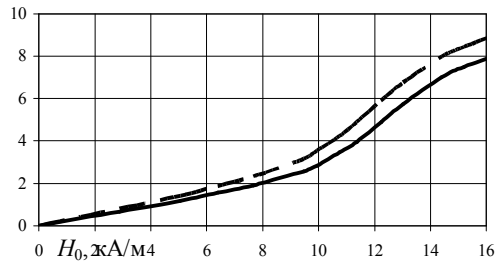


Рис. 4.

2. По формуле (24) находят методическую погрешность  $\gamma_{ми}$  для каждой рабочей точки кривой намагниченности  $J_s = f(H_0)$  при выбранном фиксированном значении обобщенного параметра  $X_d$  с заданной допустимой методической погрешностью  $\gamma_{мо}$  согласно критерия (25). Обобщенный параметр  $X_d$  определяют из решения уравнения (26).

3. Используя (23) проводят восстановление квазистатической кривой намагниченности  $J_k = f(H_0)$  на основании экспериментально полученной динамической кривой  $J_s = f(H_0)$  для слабомагнитного плоского образца.

На рис. 1 показана экспериментальная кривая намагниченности  $J_s = f(H_0)$  слабомагнитного плоского образца № 1, полученная на феррометрической установке с использованием рабочего и компенсационного преобразователей. Рис. 2 демонстрирует поведение относительной  $k$  и дифференциальной  $k_d$  восприимчивостей в зависимости от  $H_0$ . На рис. 3 представлен график зависимости  $\Delta' = f(H_0)$ , здесь же показано максимальное значение  $\Delta'_{max} = 3,09$  при  $H_0^* = 9,95$  кА/м. На рис. 4 приведены экспериментальная кривая намагниченности и восстановленная по методике квазистатическая зависимость  $J_k = f(H_0)$  при допустимой методической погрешности  $\gamma_{мо} = 0,25$ .

Параметры слабомагнитного образца № 1: материал – нержавеющая сталь типа X18H10T;  $d = 0,35 \cdot 10^{-3}$  м;  $h = 7 \cdot 10^{-3}$  м;  $l = 160 \cdot 10^{-3}$  м;  $\sigma = 0,135 \cdot 10^7$  См/м;  $k(H_0^*) = 0,285$ ;  $k_d(H_0^*) = 0,763$ . Испытания проводились при частоте  $f = 1000$  Гц. Напряженность  $H_0^*$  соответствует значению  $\Delta' = \Delta'_{max}$ .

Таким образом, в работе проведено теоретическое и практическое восстановление квазистатической кривой



намагниченности слабомагнитного плоского образца, выполненного из материала – нержавеющей сталь типа Х18Н10Т, на основании магнитных испытаний в переменном магнитном поле.

**Список литературы:** 1. Кифер И.И. Испытания ферромагнитных материалов. – М.: Энергия, 1969. – 360 с. 2. Испытание магнитных материалов и систем / Под ред. А.Я. Шихина. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 376 с. 3. Себко В.П., Игнатъева С.Н. Определение квазистатической кривой намагничивания слабомагнитных материалов // Сборник научных трудов ХГПУ "Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье". – Вып. 6. – Ч. 2. – Харьков: ХГПУ. – 1998. – С. 292-294. 4. Себко В.П., Игнатъева С.Н. Восстановление квазистатических кривых намагничивания // Український метрологічний журнал. – Харків: ДНВО "Метрологія". – 1998. – Вип. 3. – С. 28-31.

УДК 620.179.111

**ГЛОБА С.Н.**, канд. техн. наук, доцент, НТУ "ХПИ" (г. Харьков);  
**ХОМЯК Ю.В.**, аспирант, НТУ "ХПИ" (г. Харьков);  
**ЗУБЕНКО С.П.**, магистр, НТУ "ХПИ" (г. Харьков)

### **КОНТРОЛЬ ПОВЕРХНОСТНЫХ ДЕФЕКТОВ ДЕТАЛЕЙ КАПИЛЛЯРНЫМ ЦВЕТНЫМ МЕТОДОМ**

Описано особливості використання капілярного неруйнівного контролю, методи капілярного неруйнівного контролю, дефектоскопічні матеріали. Проаналізовано послідовність технологічних етапів проведення капілярного контролю. Проведено капілярний контроль кольоровим методом за допомогою дефектоскопічного набору NORD-TEST (HELLING GMBH) на зразку.

The features of leadthrough of nondestructive liquid penetrant method are described. Materials for fault detection are considered. The sequence of the technological stages of leadthrough of liquid penetrant method is analyzed. NORD-TEST (HELLING GMBH) was used. Object from steel was tested by a liquid penetrant method. There were natural and artificial surface cracks on this object.

Неразрушающий контроль позволяет своевременно найти и устранить причину возможных разрушений, диагностировать предаварийное состояние объектов контроля (ОК), а также гарантировать безопасную для человека и окружающей среды эксплуатацию технического объекта [1].

Капиллярный неразрушающий контроль (КНК) предназначен для обнаружения невидимых или слабовидимых невооруженным глазом поверхностных и сквозных дефектов в ОК, определения их расположения, протяженности (для дефектов типа трещин) и ориентации по поверхности. Этот вид контроля позволяет диагностировать объекты любых размеров и форм, которые изготовлены из черных и цветных металлов, сплавов, пластмасс, стекла, керамики, а также других твердых неферромагнитных материалов [1-5]. Например, изделия из ферромагнитных материалов обычно контролируют магнитопорошковым методом, который более чувствителен, но когда по условиям эксплуатации не допускается применять магнитопорошковый метод, тогда применяют КНК. Контроль капиллярным методом проводят до ультразвукового или магнитопорошкового.

КНК позволяет находить трещины в лопатках турбин двигателей самолета, в сварном шве газо- и нефтепровода. Обладая высокой чувствительностью (в пределе он может обнаружить трещины с раскрытием 0,1 мкм), капиллярный контроль не требует сложных и дорогостоящих технических средств, технология его сравнительно проста и дефектоскопические материалы вполне доступны.

Методы КНК подразделяются на два вида [1]:

1. Основные методы КНК, которые используют капиллярные явления.
2. Комбинированные методы КНК.

В зависимости от типа проникающего вещества существуют такие основные методы КНК [1-3]:

- 1) метод проникающих растворов – жидкостный метод КНК, основанный на использовании в качестве проникающего вещества жидкого индикаторного раствора;
- 2) метод фильтрующихся суспензий – жидкостный метод КНК, основанный на использовании в качестве жидкого проникающего вещества индикаторной суспензии.

В зависимости от способа выявления индикаторного рисунка основные методы КНК [1] делят на следующие:

- 1) люминесцентный – основан на регистрации контраста люминесцирующего видимого индикаторного рисунка на фоне поверхности ОК в длинноволновом УФ-излучении (в КНК люминесценцию используют как один из способов усиления контраста для визуального обнаружения индикаторных пенетрантов после проявления);
- 2) цветной – основан на регистрации контраста цветного индикаторного рисунка на фоне поверхности ОК в видимом излучении (является наиболее распространенным среди капиллярных методов НК);
- 3) люминесцентно-цветной – основан на регистрации контраста цветного или люминесцентного индикаторного рисунка на фоне поверхности ОК в видимом или длинноволновом УФ-излучении;
- 4) яркостный (ахроматический) – основан на регистрации контраста в видимом излучении ахроматического рисунка на фоне поверхности ОК.

При КНК применяют и используют капиллярные дефектоскопические материалы для пропитки, нейтрализации или удаления избытка проникающего вещества с поверхности и проявления его остатков с целью получения первичной информации о наличии несплошности в ОК. Основные дефектоскопические материалы – индикаторный пенетрант, проявитель, очиститель и гаситель [2]. Дефектоскопические материалы выбирают в зависимости от требований, которые предъявляются к ОК, состояния ОК, условий контроля и укомплектовывают в целевые наборы

дефектоскопических материалов, куда входят полностью или частично совместимые основные дефектоскопические материалы.

Технология проведения капиллярного неразрушающего контроля является многооперационной. Технологический режим операций КНК (продолжительность, температуру и давление) устанавливают в зависимости от используемого набора дефектоскопических материалов, особенностей ОК и типа искомых дефектов, условий контроля и используемой аппаратуры.

Цель работы – изучение последовательности выполнения технологических операций при цветном методе КНК, освоение дефектоскопического набора NORD-TEST (HELLING GMBH, Германия) и проведение КНК на конкретном образце.

Типовой технологией КНК [3] являются следующие основные этапы технологических операций обработки контролируемого изделия (рис. 1):

1 этап – подготовка объекта к контролю (включает очистку контролируемой поверхности и полостей дефектов от всевозможных загрязнений, а также сушку контролируемой поверхности и полостей дефектов. Цель подготовки объекта к контролю – освободить полость дефекта и контролируемую поверхность от всего, что мешает жидким дефектоскопическим материалам контактировать с поверхностью и обеспечивать ее равномерное смачивание индикаторной жидкостью);

2 этап – нанесение пенетранта с заполнением полостей дефектов (заполнение полостей дефектов индикаторным пенетрантом происходит благодаря явлению смачивания. Цель этой операции – предельно возможное заполнение дефекта индикаторной жидкостью. Способы: капиллярное заполнение; вакуумное заполнение; компрессионное заполнение; ультразвуковое заполнение; деформационное заполнение);

3 этап – промежуточная очистка (состоит в удалении избытка пенетранта с контролируемой поверхности при сохранении пенетранта в полости трещины, чтобы при регистрации избежать ложных следов и появления сильного фона на контролируемой поверхности, что затрудняет обнаружение истинных дефектов. Избыток индикаторного пенетранта удаляют или гасят на контролируемой поверхности одним из следующих способов: протиранием салфетками с применением при необходимости очищающего состава или растворителя; промыванием водой или специальным очищающим составом; обдуванием струей песка, дроби; воздействием на пенетрант гасителем люминесценции или цвета);

4 этап – сушка контролируемой поверхности;

5 этап – нанесение проявителя и проявление следов дефектов (нанесение проявителя на контролируемую поверхность, обработанную индикаторной жидкостью, производится для извлечения пенетранта из дефекта с целью обнаружения трещины или другого дефекта. Это обеспечивается тем, что на фоне основного неокрашенного проявителя возникает индикаторный рисунок, который контрастирует с основным (обычно белым) фоном. Проявление дефектов – это процесс образования контрастного рисунка на проявителе в месте расположения выхода дефекта на контролируемую поверхность. Этот окрашенный участок принято называть следом. Чем больше контраст достигается между цветным рисунком (следом) и проявителем (фоном), тем выше чувствительность, тем больше вероятность обнаружения дефекта);

6 этап – Проверка контролируемой поверхности, обнаружение дефектов, документирование и расшифровка результатов контроля.

На основании типовой технологии контроля был поэтапно проведен капиллярный контроль детали цветным методом.

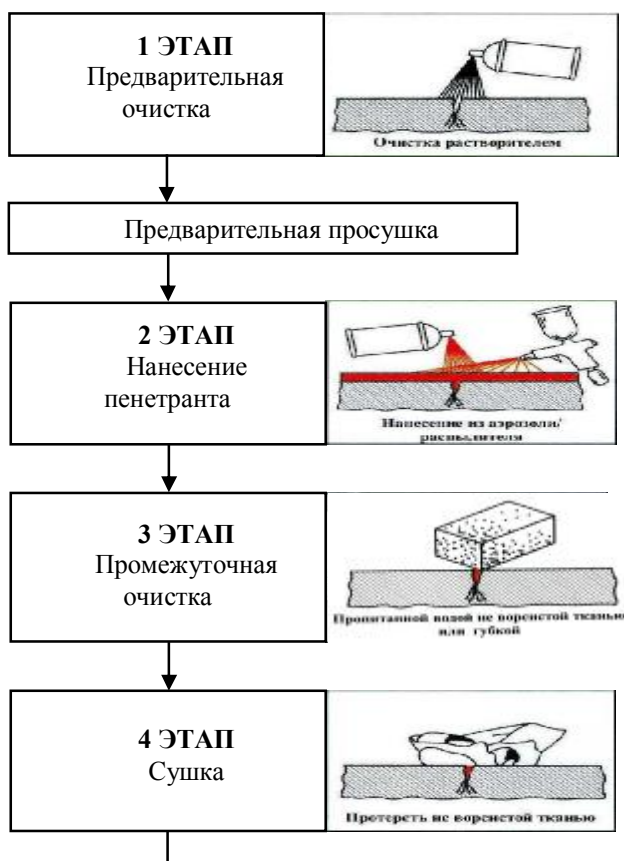


Рис. 1. Последовательность выполнения операций при капиллярном контроле деталей цветным методом.



Рис. 2. Дефектоскопический набор NORD-TEST (HELLING, Германия).



Рис. 3. ОК – подошва рельса.

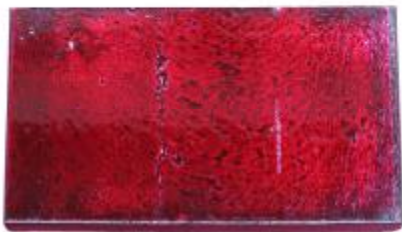


Рис. 4. ОК с нанесенным пенетрантом.

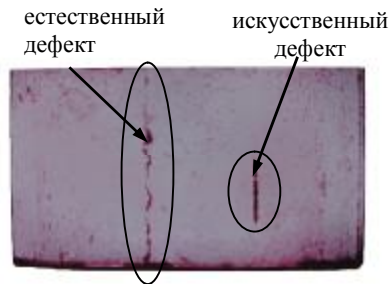


Рис. 5. Результат контроля.

Капиллярный контроль проводился цветным методом с использованием средств из набора NORD-TEST (HELLING GMBH, Германия): очиститель U87, пенетрант U88 и проявитель U89 (см. рис. 2) – аэрозольные баллоны 500 мл. Информация по дефектоскопическим материалам [6], входящим в набор NORD-TEST, представлена в таблице 1.

Таблица 1 – Дефектоскопический набор NORD-TEST

Очиститель U87	Пенетрант U88	Проявитель U89
<p>Экологически безопасный очиститель на спиртовой основе. Быстро испаряется, не оставляя следов.</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• высокая чувствительность</li> <li>• хорошо смывается водой</li> <li>• имеет незначительный запах</li> <li>• чувствительность согласно: DIN EN ISO 3452-2 – II-уровень (высокочувствительный)</li> </ul> <p>ПРФЭ Г-7-018-89–II класс</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• очень мелкозернистый белый порошок на спиртовой основе</li> <li>• не содержит ароматических добавок.</li> </ul>

В качестве исследуемого образца была использована стальная плита, представляющая собой срез подошвы рельса из стали марки У8 (см. рис. 3). Образец имел две выходящие на поверхность несплошности – протяженная усталостная трещина и пропил глубиной 0,5 мм с раскрытием 0,14 мм.

Очистка контролируемой поверхности детали и полостей дефектов от всевозможных загрязнений проводилась с помощью очистителя U87. После пятиминутного просушивания на поверхность образца равномерно распылялся пенетрант U88, имеющий ярко красный цвет (см. рис. 4). Спустя некоторое время сухой не ворсистой тканью с поверхности ОК были удалены остатки пенетранта. Затем на ОК наносился проявитель U89 и окончательно был получен результат контроля (см. рис. 5). Как видно из рис. 5 отображаемый след дефектов – это красные линии на мелованной белой поверхности проявителя.

В результате проведенного капиллярного контроля цветным методом можно сделать следующие выводы: по технике безопасности контроль необходимо выполнять в проветриваемом помещении с использованием перчаток и респиратора; операция подготовки поверхности ОК является особенно важной; КНК позволяет контролировать одновременно всю поверхность ОК; выявляемость дефектов не зависит от их глубины; достоверность и наглядность КНК цветным методом при сравнительной простоте проведения контроля.

Следует отметить, что хорошие результаты дает применение дефектоскопического набора NORD-TEST фирмы HELLING GMBH. Набор оказался весьма удобным в использовании, спреи дают равномерный поток независимо от остаточного количества в баллоне вещества и при истечении длительного срока остаются пригодными для работы (отсутствует засыхание сопла распылителя). Хорошие результаты данный набор показывает при низких температурах атмосферы и объекта контроля, то есть в зимнее время. Проникающая способность пенетранта практически не зависит от температуры. После проведения контроля деталь легко очищается и приводится в исходное состояние.

Список литературы: 1. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник / Под ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1995. – 488 с. 2. Неразрушающий контроль: Справочник: В 8 т. / Под общ. ред. В.В. Клюева. Т. 4: В 3 кн. Кн. 3: М.В. Филинов. Капиллярный контроль. – 2-е изд.,

испр. – М.: Машиностроение, 2006. – 736 с. 3. Горкунов Б.М., Глоба С.Н. Капиллярный неразрушающий контроль. Чувствительность и оценка результатов контроля: Учебн.-метод. пособие. – Харьков: НТУ"ХПИ", 2005. – 72 с. 4. M.V. Filinov, A.S. Fursov, Penetrant Testing: The Software Tool for Comparison of Sensitivity and Estimation of Contrasts, Color and Brightness Characteristics of Penetrant Systems, Proceedings of 9th European Conference on Non-Destructive Testing, Berlin 2006, Th.1.8.1 5. N.P. Migoun, A.B. Gnusin, M. Stadthaus, G.-R. Jaenisch. New Potentials of Penetrant Testing, Proceedings of 9th European Conference on Non-Destructive Testing, Berlin 2006, Th.1.8.4 6. Рекламный проспект HELLING GMBH. Неразрушающий контроль, 2004. – 37 с.

УДК 621.7.064.52

**К. В. БЕЗРУЧКО**, д.т.н., проф.; **А. О. ДАВИДОВ**, к.т.н., с.н.с.; **С. В. СИНЧЕНКО**, н.с.; **А. Л. АЗАРНОВ**, с.н.с., **А. А. ХАРЧЕНКО**, н.с.; **С. В. ШИРИНСКИЙ**, м.н.с., Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт»

## **ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ АККУМУЛЯТОРОВ ЭНЕРГОУСТАНОВОК ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ**

У статті розглянуті особливості діагностики електрохімічних акумуляторів енергетичних установок літальних апаратів, розглянута актуальність вибраної теми, поставлена задача дослідження, проведено аналіз методів визначення характеристик електрохімічних акумуляторів (внутрішнього опору, розрядної ємності, току саморозряду) енергоустановок літальних апаратів.

In the given article it was considered the special features of diagnosing of chemical accumulators of power supply systems of aircraft, considered the urgency of the chosen topic, posed a problem of research, analyzed the methods of determining the characteristics of chemical accumulators (internal resistance, discharge capacity, self-discharge current) of power supply systems of aircraft.

**Введение.** На сегодняшний день наблюдается тенденция сокращения сроков эксплуатации объектов ракетно-космической техники из-за ограниченного ресурса данных объектов. При эксплуатации энергоустановок (ЭУ) летательных аппаратов (ЛА) очень важным вопросом является ресурс системы электроснабжения. Стабильная и устойчивая работа ЭУ во многом зависит от характеристик электрохимических аккумуляторов (АК) в составе химической батареи (БХ). Поэтому диагностика отдельных АК и БХ в целом, дает возможность оценить состояние ЭУ, а при необходимости принять меры для устойчивой работоспособности ЭУ ЛА в дальнейшем.

**Актуальность исследований.** Задача диагностики АК возникает на разных этапах работы с ними: для проверки качества нового АК, для определения технического состояния и работоспособности АК на различных этапах его эксплуатации, при плановых тестированиях и т.д.

Под техническим состоянием АК понимается совокупность его внутренних свойств, подверженных изменению при производстве и эксплуатации, характеризующих соответствие или несоответствие качества АК требованиям, установленным эксплуатационно-технической документацией.

Из обзора и анализа литературных источников [3-7] следует, что определение технического состояния АК в составе БХ является приоритетной задачей по следующим причинам:

- БХ – важный элемент ЭУ, определение его технического состояния помогает оценить дальнейшую вероятность безотказной работы ЭУ в целом;
- отсутствуют необходимые математические модели БХ, обеспечивающие достоверную оценку состояния и прогноз характеристик отдельных АК;
- решение о прекращении или продлении работы АК, прогнозирование дальнейшей работоспособности АК возможно только путем оценки его состояния.

Определение технического состояния АК позволяет на ранних стадиях выявить возможность возникновения отказов, а также разработать пути решения возникшей проблемы и прогнозировать их работу.

Основными целями диагностики АК являются: определения текущего состояния – прежде всего это определение электрических характеристик, в том числе текущей емкости, саморазряда, вольт-амперных и зарядно-разрядных характеристик, эффективности заряда и разряда с дальнейшим анализом этих характеристик.

В связи с этим, определение текущего состояния АК для оценки технического ресурса ЭУ и другими словами диагностика технического состояния является актуальной задачей для исследования.

**Постановка задачи.** В вопросе диагностики электрохимических АК можно выделить два направления исследований: теоретическое и экспериментальное, они неразрывно связаны между собой.

К теоретическому направлению относятся следующие:

- разработка математических моделей диагностики АК или БХ, которые обеспечивают формальное описание взаимосвязей между принятыми к распознаванию техническими состояниями и признаками состояний АК или БХ;
- разработка и построение диагностических тестов для распознавания работоспособного состояния и поиска места отказа (дефекта) АК или БХ;
- разработка методов прогнозирования работоспособного состояния на заданный период времени работы АК или БХ.

К экспериментальному направлению относятся следующие основные задачи:

- экспериментальное определение параметров и характеристик АК или БХ их при нормальном функционировании;
- определение необходимого перечня наиболее вероятных неработоспособных состояний, т. е. определение дефектов элементов (электрода, сепаратора, электролита) АК, которые следует различать в процессе диагностики;
- уточнение математической модели АК или БХ;
- выбор объема и глубины тестовых воздействий и признаков технических состояний АК или БХ;

- построение алгоритма диагностики.

Для диагностики электрохимических АК применяется множество различных методов, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки.

Наиболее полную картину о состоянии электрохимических АК дает экспериментальный метод определения характеристик АК, но он не всегда удобен, так как требует больших временных затрат. Таким образом, необходимо разработать эффективный метод диагностики АК, который позволит определять текущее состояние, дефекты АК, возникающие в процессе эксплуатации или при длительном хранении, что, в свою очередь, позволит свести к минимуму количество отказов АК и БХ на их основе, а также ЭУ в целом.

**Решение задачи диагностики электрохимических АК.** Из анализа результатов современных научных исследований для определения состояния АК необходимо определить совокупность параметров и характеристик, отвечающих за его состояние в определенный момент времени. Для решения задачи диагностики предлагается следующая классификация методов определения характеристик электрохимических АК (см. рис.1).

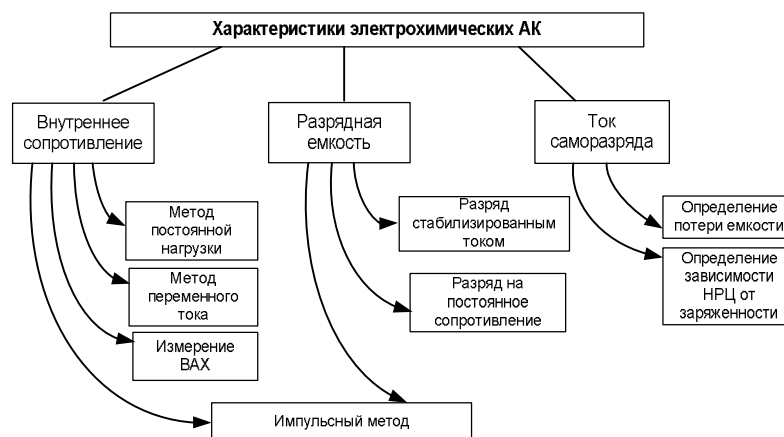


Рис. 1. Определение характеристик электрохимических АК

Определение внутреннего сопротивления. *Метод постоянной нагрузки* заключается в измерении снижения напряжения на АК относительно номинального напряжения в процессе разряда батареи на линейном участке разрядной кривой (см. рис.2).

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_1 - U_2}{I_1 - I_2}, \quad (1)$$

где  $\Delta U$  – разность напряжений, В;  $\Delta I$  – разность токов, А;  $r$  – внутреннее сопротивление, Ом.

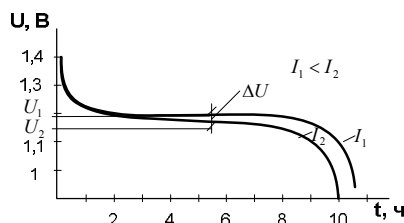


Рис. 2. Разрядная кривая аккумуляторов НКП-160

*Метод переменного тока*, так же известный как тест проводимости, измеряет электрохимические характеристики батареи при воздействии на нее переменного тока. Импенданс АК определяется из закона Ома при действии на АК синусоидального переменного тока (см. рис.3).

$$Z = \frac{U_{действ.}}{I_{действ.}}, \quad (2)$$

где  $Z$  – импенданс АК, Ом.

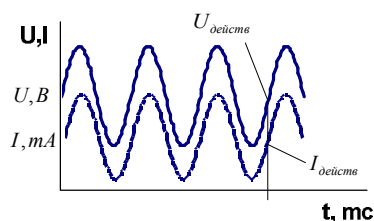


Рис. 3. Изменение напряжения при подаче переменного тока.

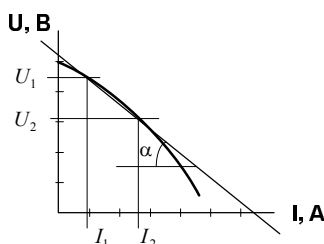


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика АК.

При использовании вольт-амперной характеристики (ВАХ) определяется тангенс угла наклона линейного участка ВАХ АК, который и является величиной внутреннего сопротивления (см. рис.4.).

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1} = \operatorname{tg}\alpha \quad (3)$$

Определение разрядной емкости. Разрядной емкостью  $Q_p$  называют количество электричества, которое можно получить от АК при определенных условиях его работы, т.е. при заданных значениях температуры, зарядного тока и конечного разрядного напряжения. Разрядную емкость можно определить по формулам 1 и 2 в зависимости от метода разряда аккумулятора.

$$Q_p = \int_0^{t_p} i_p dt ; \quad (4)$$

$$Q_p = \frac{\int_0^{t_p} U_p dt}{R}, \quad (5)$$

где  $i_p$  – разрядный ток;  $t_p$  – время разряда;  $U_p$  – разрядное напряжение;  $R$  – сопротивление разряда.

Формула (1) используется при разряде АК постоянным током, а формулу (2) необходимо использовать при разряде АК на постоянное сопротивление.

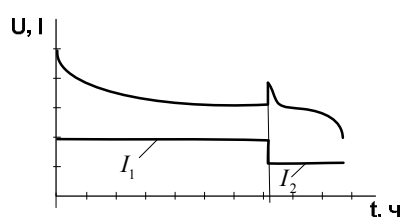


Рис. 5. Изменение напряжения и тока во времени.

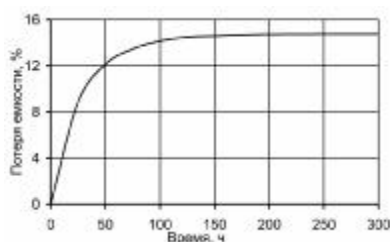


Рис. 6. Саморазряд АК (НКГ)

Есть несколько методов определения этих зависимостей: аналитический, экспериментально-графический, экспериментально-расчетный и экспериментальный [9].

Определение тока саморазряда. Саморазряд – это явление самопроизвольной потери емкости АК при разомкнутой электрической цепи. Ток саморазряда является ключевым параметром, определяющим состояние АК, работающего в дежурном режиме.

Определяют ток саморазряда методом прямого определения потери емкости за время или косвенно за счет определения зависимости напряжения разомкнутой цепи от заряженности АК (рис.6).

Количественно саморазряд оценивается величиной уменьшения емкости за единицу времени (ток саморазряда):

$$I_c = \frac{\Delta Q}{\Delta t}, \quad (6)$$

где  $\Delta Q$  – потеря емкости АК до и после хранения, А·ч;  $\Delta t$  – время хранения АК, ч.

Импульсный метод определения состояния электрохимических АК основан на воздействии на АК последовательностью импульсов тока и измерении напряжения с последующим анализом параметров отклика на эти импульсы по напряжению. Разработанный метод определяет совокупность параметров, отвечающих за состояние АК [8]. Преимущество данного метода в том, что диагностирование АК проводится в рабочем состоянии, не изменяя режимов его работы (без осуществления разряда АК).

Выводы. В зависимости от области применения на первый план выступают одни или другие параметры электрохимических АК. Работоспособность аккумулятора для ЭУ космического аппарата оцениваться по совокупности значений трех его основных характеристик: реальной емкости, внутреннего сопротивления и тока саморазряда, а аккумулятора ЭУ ракетно-космического комплекса достаточно оценить только по величине емкости и саморазряду. При игнорировании какого-либо параметра или преувеличении важности одного из них (как правило, емкости) может возникнуть нештатная ситуация, что повлечет за собой негативные последствия для ЛА в целом. Из анализа существующих методов, следует, что эти методы основаны на определении состояния электрохимического аккумулятора по одной характеристике, что не дает полную картину о его состоянии. Предложенный авторами импульсный метод диагностики позволяет определить состояние электрохимического аккумулятора, в текущий момент времени, анализируя комплекс параметров и характеристик аккумулятора. Импульсный метод в краткие сроки и с большой точностью определит состояние АК, дефекты АК, возникающие в процессе эксплуатации, и даст возможность свести к минимуму количество отказов АК.

**Список литературы:** 1. ГОСТ 15596 78. Источники тока химические. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1978. – 30 с. 2. ГОСТ 20911 89. Техническая диагностика. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1990. – 12 с. 3. Хрусталева Д. А. Аккумуляторы. – М.: Изумруд, 2003. – 224с. 4. Накопители энергии: Учеб. пособие для вузов / Д. А. Бут, Б. Л. Алиевский, С. Р. Мизюрин, П. В. Васюкевич – М.: Энергоатомиздат, 1991.- 400с. 5. Романов В.В., Хашев Ю.М. Химические источники тока. – 2-изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 264с. 6. Таганова А. А., Бубнов Ю. И., Орлов С. Б. Герметичные химические источники тока: Элементы и аккумуляторы. Оборудование для испытаний и эксплуатации: Справочник.– Санкт-Петербург: Химиздат, 2005. – 264с. 7. Пути продления ресурса электрохимических накопителей энергии, применяемых в ракетно-космической технике / К. В. Безручко, С. В. Губин, А. О. Давидов, В. П. Фролов, А. А. Харченко // Авиационно-космическая техника и технология: Научн.- техн. журн. – 2005.– № 7(23)– С. 228-242. 8. С.В.Сиденко, К.В.Безручко, А.О.Давидов. Диагностирование аккумуляторов энергоустановок летательных аппаратов импульсным током // Вісник Дніпропетровського Університету, Дніпропетровськ, ДНУ, – 2007.– №9/2.– с. 126-132. 9. К.В.Безручко, А.О.Давидов, С.В.Сиденко, С.В.Ширинский. Методы определения емкости электрохимических аккумуляторов //Авиационно-космическая техника и технология. Научно-технический журнал – Нац. аэрокосмич. ун-т „Харк. авиаци. ин-т”, Вып. 7(43), Харьков, ХАИ, 2007. с.120-124

УДК 620.179.14

**ГОРКУНОВ Б.М.**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ"  
**АВРАМЕНКО А.А.**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ"  
**ЛЬВОВ С.Г.**, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ"  
**СКОПЕНКО В.В.**, соискатель НТУ "ХПИ"

### ПЕРЕМЕННО-ЧАСТОТНЫЙ ВИХРЕТОКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПОЛЕМ

В роботі запропоновано два метода реалізації вихрострумowego перетворювача та отримано залежності частоти вихідного сигналу від зміни питомої електропровідності металевого виробу, що знаходиться в поперечному однорідному електромагнітному полі.

Two method of realization of eddy current transformer is in-process offered and dependences of frequencies of initial signal are got from a change specific conductivity of hardware which is in the transversal homogeneous electromagnetic field.

Вопросы увеличения точности и чувствительности первичных преобразователей всегда занимают актуальные позиции при разработке устройств бесконтактного контроля параметров металлических изделий [1, 2].

Применение первичных вихретоковых преобразователей с поперечным полем является весьма актуальной задачей в тех случаях, когда доступ к деталям ограничен в виду их значительной длины (прокат труб, прутков). В работах [3, 4] описан вихретоковый метод бесконтактного контроля электропроводности немагнитных изделий в поперечном поле.

Недостатком реализации данного метода является то, что при контроле металлических образцов, у которых изменяются физико-химические параметры, а значит и  $\sigma$ , происходит уход режима работы ВТП в области не рациональные по точности и чувствительности, так как изменяется обобщенный  $x$ , выражение для которого ( $\mu_r = 1$ ) имеет вид:

$$x = R\sqrt{\mu_0\sigma\omega}, \quad (1)$$

где  $R$  – радиус цилиндрического изделия;  $\omega = 2\pi f$  – круговая частота зондирующего поля;  $f$  – циклическая частота намагничивающего тока генератора;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная.

Как показано в работах [4, 5], изменение параметра  $x$  приводит к изменению модуля амплитуды выходного сигнала и его фазы, причем по нелинейному закону (см. рис. 1 а, б).

Полученные в работах [3, 5] соотношения, связывающие амплитуду и фазу нормированного выходного сигнала преобразователя от обобщенного параметра  $x$ , дают возможность установить определенную последовательность измерительных и вычислительных процедур необходимых для определения  $\sigma$ . При этом, амплитудный метод состоит в том, что по измеренной величине разностной нормированной ЭДС и известной геометрической функции  $\lambda$  из графической зависимости рис. 1 а находят обобщенный параметр  $x$ , а при фазовом методе по измеренному значению угла  $\varphi$  из графика рис. 1 б также находят параметр  $x$ . Величину удельной электрической проводимости  $\sigma$  как при использовании амплитудного, так и фазового методов рассчитывают по формуле:

$$\sigma = \frac{x^2}{R_2\mu_0\omega}. \quad (2)$$

Следует отметить, что полученные значения  $\sigma$  соответствуют величине продольной удельной электрической проводимости, поскольку при выбранном направлении напряженности возбуждающего поля она определяется зондирующими вихревыми токами, текущими вдоль образующей цилиндрического изделия (см. рис. 2).



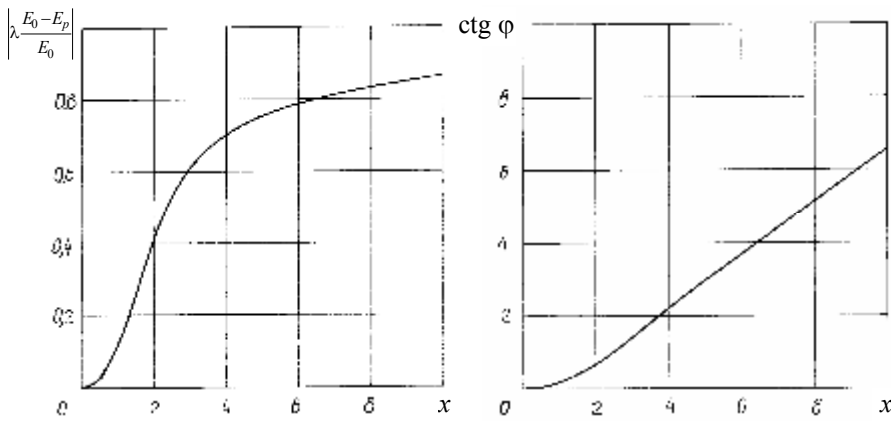


Рис. 1. Зависимости амплитуды  $a$  и фазы  $b$  разностного нормированного сигнала ВТП от величины обобщенного параметра  $x$

На рис. 2 приведена функциональная схема установки, реализующая амплитудный и фазовый методы вихретокового контроля  $\sigma$  в поперечном поле. Установка содержит рабочий ВТПР и опорный ВТПО (построенные на основе катушек Гельмгольца) преобразователи, исследуемый образец  $O$ , вольтметр  $V_1$  и образцовое сопротивление  $R_0$ , предназначенные для контроля намагничивающего тока, опорное сопротивление  $R_\phi$  для измерения фазового угла фазометром  $\Phi$ , вольтметр  $V_2$  для измерения разностной ЭДС выходного сигнала преобразователя, источник синусоидального напряжения  $G$  и частотомер  $f$ .

Приведенная установка позволяет осуществить два метода бесконтактного контроля  $\sigma$ : переменнo-частотный метод при фиксации амплитуды и переменнo-частотный метод при фиксации фазы выходного разностного сигнала ВТП.

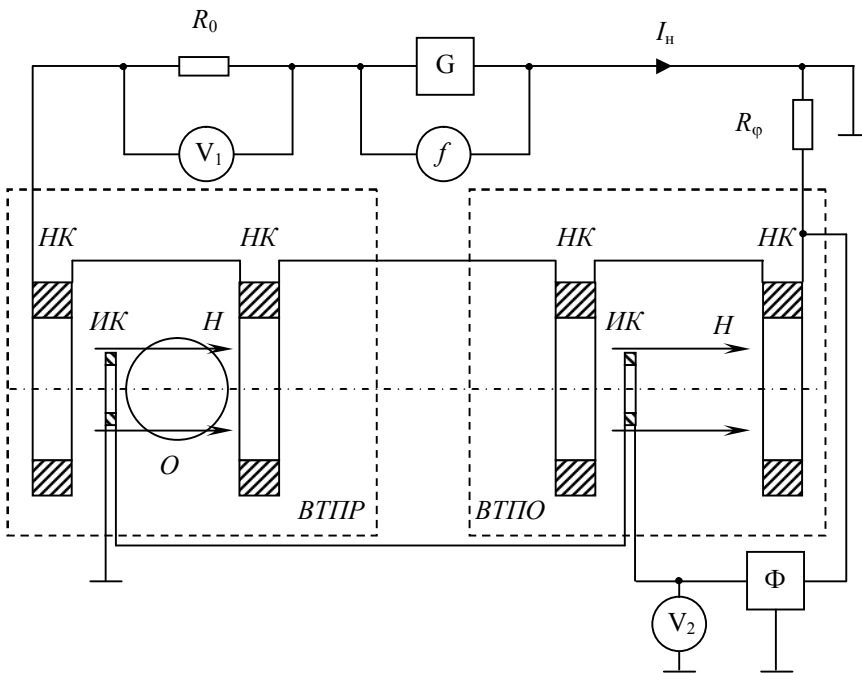


Рис. 2. Схема установки, реализующая переменнo-частотный амплитудный и фазовый метод контроля  $\sigma$  в поперечном поле

Для реализации данных методов вначале с помощью генератора  $G$  устанавливают значение намагничивающего тока по показаниям вольтметра  $V_1$  и по частотомеру  $f$  устанавливают значение частоты зондирующего поля при которой для данного исследуемого образца  $O$  значение обобщенного параметра  $x_0$  будет рациональным с точки зрения максимальной точности и чувствительности ВТП. Затем, если по каким-то причинам изменится значение  $\sigma \pm \Delta\sigma$  (механическое воздействие на образец), то при том же токе  $I_n$  и  $f_0$  изменится значение  $E_p = E_{p0} \pm \Delta E$  и  $\varphi = \varphi_0 \pm \Delta\varphi$ . Для реализации переменнo-частотного амплитудного метода необходимо с помощью генератора  $G$  изменять частоту зондирующего поля до тех пор, пока показания вольтметра  $V_2$  станут равными показанию  $E_{p0}$ . Аналогично, при реализации переменнo-частотного фазового метода изменяют частоту поля до тех пор пока фазометр  $\Phi$  не покажет значение фазового угла  $\varphi_0$ .

В работе были проведены экспериментальные исследования на образце, изготовленном из сплава алюминия Д16 с диаметром  $d = 2R = 23,5$  мм. Параметры преобразователя: геометрический форм-фактор  $\lambda = 4,44$ ; напряженность электромагнитного поля  $H_0 = 100$  А/м. Результаты экспериментов сведены в табл. 1 и 2.

Переменно-частотный метод при фиксированной амплитуде выходного сигнала ВТП

$\sigma$ , МСм/м	$\lambda \frac{\Delta E}{E_0}$	$x$	$f$ , Гц	$E_0$ , В	$\Delta E$ , В	$x'$	$f'$ , Гц
16,2	0,1612	1,15	67	0,1018	0,00369	1,088	75
17,1				0,0963	0,00349	1,118	71
18,0				0,0909	0,0033	1,15	67
18,9				0,0868	0,00315	1,175	64
19,8				0,0828	0,0030	1,202	61

Таблица 2

Переменно-частотный метод при фиксированной фазе выходного сигнала ВТП

$\sigma$ , МСм/м	$\varphi$ , град.	$\text{ctg } \varphi$	$x$	$f$ , Гц	$\varphi'$ , град.	$x'$	$f'$ , Гц
16,2	35,7	1,39	3	460	38,2	2,84	510
17,1					36,9	2,93	483
18,0					35,7	3,0	460
18,9					34,6	3,07	437
19,8					33,5	3,14	417

На основании результатов эксперимента можно сделать следующие выводы. Относительные чувствительности переменного частотного метода при фиксированной нормированной амплитуде выходного сигнала ВТП составляет  $S_a \approx 1,0$  а чувствительность переменного частотного метода при фиксированной фазе ВТП –  $S_\varphi \approx 0,9$ . Хотя чувствительность  $S_\varphi$  и ниже  $S_a$ , но реализация этого метода проще и быстрее и самое главное слабо зависит от изменения или неточности определения геометрических параметров контролируемого образца.

**Список литературы:** 1. Неразрушающий контроль: Справочник. В 7 т. Т. 2 / Под общ. ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, – 2003. – 688 с. 2. Герасимов В.Г., Останин Ю.Я., Покровский А.Д. и др. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами. -М.: Энергия, 1978. -215с. 3. Бесконтактное измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий в поперечном переменном магнитном поле / А.А. Авраменко, В.П. Себко, В.И. Тюпа, В.А. Друнов – Метрология, 1983, №10, с. 48-54. 4. Измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий / А.А. Авраменко, В.А. Друнов, В.П. Себко, В.И. Тюпа – Дефектоскопия, 1984, №6, с. 79-84. 5. Бесконтактное измерение удельной электрической проводимости / А.А. Авраменко, Б.М. Горкунов, В.П. Себко – Дефектоскопия, 1988, №12, с. 77-80.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>П. В. Прудовский.</b> Метрологическое обеспечение рентгеновских толщиномеров	3
<b>Н. Ф. Хорло, В. Н. Горбенко, К. Л. Ноздрачова.</b> Требования стандартов европейского союза к неразрушающему ультразвуковому контролю сварных соединений	8
<b>В. В. Волохін.</b> Визначення добротності біконічного резонатора .	22
<b>Ю. К. Тараненко.</b> Методика расчёта вибрационных плотномеров с цилиндрическими резонаторами, обеспечивающая инвариантность к колебаниям температуры и давления контролируемой среды.....	31
<b>Н. В. Тігова, Г. М. Сучков.</b> Математичні моделі вихорострумів перетворювачів	43
<b>Й. І. Стенцель, В. В. Євсюков, Л. І. Петросян, А.Ф. Помещенко.</b> Математичні моделі хлопаючих мембран першого роду .....	49
<b>Й. І. Стенцель, А. В. Томсон, А. В. Рябіченко.</b> Аналіз похибок вимірювання ультразвукових рівнемірів .....	55
<b>А. В. Рябіченко, Й. І. Стенцель.</b> Математичні моделі ультразвукового рівнеміра рідини з компенсуючим входним сигналом.....	61

<b>А. В. Рябіченко, В. В. Євсюков, Й. І. Стенцель.</b> Компенсаційний ультразвуковий рівнемір .....	66
<b>Б. М. Горкунов, Н. Н. Сиренко, И. В. Тюпа, А. А. Тищенко.</b> Моделирование вихретокового преобразователя для контроля поверхностных слоев металлических изделий .....	72
<b>В. В. Мирошников, О. Л. Красняков.</b> Расчет параметров конвейерного металлодетектора .....	78
<b>В. А. Стороженко, С. Б. Малик, А. В. Мягкий.</b> Оптимизация режимов тепловой дефектоскопии на основе теплофизического моделирования .....	84
<b>Г. М. Сучков, А. А. Келин.</b> Теоретическое обоснование построения однонаправленного электромагнитно-акустического преобразователя для возбуждения и приема волн Релея .....	93
<b>Г. М. Сучков, Ю. В. Хомяк.</b> Теоретическое исследование накладного вихретокового преобразователя с минимальной взаимной индуктивностью .....	100
<b>Г. М. Сучков, К. Л. Ноздрачова.</b> Підвищення продуктивності й надійності виявлення дефектів в стрижнях .....	104
<b>Г. М. Сучков, О. В. Десятніченко.</b> Моделювання електромагнітно – акустичного перетворювача .....	110
<b>Г. М. Сучков, Л. В. Глєбова.</b> Дослідження факторів, які впливають на збудження акустичних імпульсів ємнісним методом .....	116
<b>С. Н. Глоба, А. И. Дробитько.</b> Восстановление квазистатической кривой намагниченности слабомагнитного плоского образца.....	124
<b>С. Н. Глоба, Ю. В. Хомяк, С. П. Зубенко.</b> Контроль поверхностных дефектов деталей капиллярным цветным методом.....	132
<b>К. В. Безручко, А. О. Давидов, С. В. Синченко, А. Л. Азарнов, А. А. Харченко, С. В. Ширинский.</b> Диагностика электрохимических аккумуляторов энергоустановок летательных аппаратов.....	138
<b>Б. М. Горкунов, А. А. Авраменко, С. Г. Львов, В. В. Скопенко.</b> Переменно-частотный вихретоковый преобразователь с поперечным полем.....	144

**НАУКОВЕ ВИДАННЯ**

**ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХП»**

**Тематичний випуск  
«Приборы и методы неразрушающего контроля»**

Збірник наукових праць № 48 , 2008 рік

Науковий редактор  
Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.

Технічний редактор  
К.Л. Ноздрачова

Відповідальний за випуск  
В.М. Луньова

Обл. вид. №

Підп. до друку 200 р. Формат 60x84 1/16 Папір офсетний.  
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк.. . Обл.-вид. арк. .  
Наклад прим. 1-й завод 1-100. Зам. № . Ціна договірна.

---

Видавничий центр НТУ «ХП».  
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК №116 від 10.07.2000 р.  
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

Друкарня НТУ «ХП». 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---