МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«ПЕНЗЕНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ» (ПГУ)
АО «НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ»
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ АКАДЕМИЯ РФ

МЕТОДЫ, СРЕДСТВА И ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ («ШЛЯНДИНСКИЕ ЧТЕНИЯ – 2020»)

Материалы XII Международной научно-технической конференции
с элементами научной школы и конкурсом
научно-исследовательских работ для студентов,
аспирантов и молодых ученых

(г. Пенза, 16–18 марта 2020 г.)

Под редакцией доктора технических наук Е. А. Печерской

Пенза
Издательство ПГУ
2020

УДК 621.317.083-088
М54

М54 **Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шляндинские чтения – 2020»)** : материалы XII Междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. шк. и конкурсом науч.-исслед. работ для студентов, аспирантов и молодых ученых (г. Пенза, 16–18 марта 2020 г.) / под ред. д-ра техн. наук Е. А. Печерской. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2020. – 362 с.

ISBN 978-5-907262-56-0

Представлены тезисы докладов Международной научно-технической конференции. Тематика докладов охватывает следующие направления научных исследований: общие вопросы информационно-измерительной техники; фундаментальные проблемы метрологии и метрологического обеспечения средств измерений; системы мониторинга и контроля технически сложных объектов; фундаментальные основы построения информационно-измерительных систем и комплексов; актуальные фундаментальные проблемы измерений и контроля параметров процессов нано- и микроэлектроники; фундаментальные основы методов и средств обработки измерительной информации, виртуальные измерительные приборы и системы; интеллектуальные информационные системы.

Издание подготовлено на кафедре «Информационно-измерительная техника и метрология» ПГУ и предназначено для научных работников, сотрудников вузов, докторантов, аспирантов и обучающихся старших курсов соответствующих специальностей.

УДК 621.317.083-088

Приказ о подготовке и проведении XII Международной научно-технической конференции с элементами научной школы и конкурсом научно-исследовательских работ для студентов, аспирантов и молодых ученых («Шляндинские чтения – 2020»)
№ 1087/о от 07.10.2019

ISBN 978-5-907262-56-0

© Пензенский государственный университет, 2020

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Светлов А. В., Нгуен Нгок Мань
СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ 10

Регеда В. В., Регеда О. Н.
ВИЗУАЛИЗАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА
В СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ СРЕДСТВАМИ СИСТЕМЫ MATHCAD 13

Кирьянов В. Л., Гладков А. В., Трофимов А. А.
МАГНИТООПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ 16

Гулиева Д. А.
ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОГО
СТРУННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ 18

Першенков П. П., Грозная Е. В.
ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ДАВЛЕНИЯ
ЖИДКОСТИ ИЛИ ГАЗА 20

Ашанин В. Н., Ларкин С. Е.
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ
РЕЗОНАНСНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ 22

Иванов А. П., Трифонов Д. О., Серов С. А.
ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ
НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ 25

Храмов А. С.
СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ 28

Бигалиева Ж. С., Утебаев Р. М., Тумабаева А. К.
ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ РЕКУПЕРАЦИИ ЭНЕРГИИ
ПРИ ТОРМОЖЕНИИ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ 30

Михайлов П. Г., Базарбаева Л., Фадеев Е. Д., Михайлов А. П., Бактыбаев М. К.
ВОПРОСЫ КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТИ КОМПОНЕНТОВ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН 33

Аксёнова Е. А., Ермилина О. В.
СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОДАЧИ
ЭЛЕКТРОДА ЭЛЕКТРОЭРОЗИОННОГО СТАНКА 37

Семенов А. Д., Нгуен Куанг Тхыонг
НИЗКОЧАСТОТНАЯ SVD-ФИЛЬТРАЦИЯ 40

Сайфуллин Р. Т., Бочкарев А. В.
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АНАЛИТИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ
В БАЗИСЕ ФУНКЦИЙ ЧЕБЫШЕВА – ЭРМИТА 43

Дурманова В. Ф., Крылов А. О.
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ
ЗАГАЗОВАННОСТИ В УГОЛЬНЫХ ШАХТАХ 46

Воробей Р. И., Гусев О. К., Жарин А. Л., Пантелеев К. В.,
Свистун А. И., Тявловский А. К., Тявловский К. Л., Шадурская Л. И.
ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ФОТОПРИЕМНИКИ ДЛЯ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОЙ
ДИАГНОСТИКИ НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВ С ГЛУБОКИМИ
ПРИМЕСНЫМИ УРОВНЯМИ 53

Воробей Р. И., Гусев О. К., Жарин А. Л., Микитевич В. А., Пантелеев К. В., Свистун А. И., Тявловский А. К., Тявловский К. Л.
ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ ДЛЯ СКАНИРУЮЩЕЙ ЗОНДОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕТРИИ 56

Warsz Zygmunt, Puchalski Jacek
ASSESSMENT OF UNCERTAINTIES OF INDIRECT MULTIVARIABLE MEASUREMENTS INCLUDING THE ACCURACY OF PROCESSING FUNCTION 60

Пронин А. В., Суровцев Д. А.
ВВОД ЭНЕРГОБЛОКА АЭС В ЭКСПЛУАТАЦИЮ 70

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ МЕТРОЛОГИИ И МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Бержинская М. В., Матюшина В. А.
ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ЭТАЛОНА НА РЕЗУЛЬТАТ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПОВЕРЯЕМОГО СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ 74

Волкова Н. А., Геращенко С. М., Васильев В. С.
АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ФОРМЫ ПУЛЬСОВОЙ ВОЛНЫ 77

Баранов В. А., Волчихин В. И.
МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА 80

Мандыбура С. С., Толочко А. С., Владимирова Т. М.
НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В РЕАЛИЗАЦИИ ТОПЛИВА ДЛЯ АВТОТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ 82

Демина Е. А.
СИСТЕМАТИЗАЦИЯ И СТАНДАРТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ АО «ПО "ЭЛЕКТРОПРИБОР"» 85

Ординарцева Н. П., Canguilhem Ignacio Lira
О ПЕРЕСМОТРЕ GUM: ИНТЕРВАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ 88

Ordinartseva N. P., Canguilhem Ignacio Lira
THE GUM-REVISION: AN INTERVAL METHOD FOR ESTIMATING MEASUREMENT UNCERTAINTY 90

СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Козлов В. В., Козлов А. Ю.
МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ОХРАННОГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА МНОГОФАЗНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ 93

Кирсанов А. Е., Венчаков П. В.
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО И ВСТРАИВАЕМОГО КОМПЬЮТЕРА ДЛЯ РАБОТЫ С 3D-ПРИНТЕРАМИ 96

Венчаков П. В., Венчаков А. В.
ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЕТОДИОДНЫХ УСТАНОВОК НА ОСНОВЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ 100

Нэй Мью Чжо, Лупачев А. А., Еличева Е. А., Куликова К. С., Пецинярж А. Р.
РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ИНТЕРВАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ
УСТАНОВИВШЕГОСЯ ЗНАЧЕНИЯ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ 106

Волков В. С., Волкова Н. В., Рыблова Е. А.
ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТЕНЗОДАТЧИКОВ
НА ОСНОВЕ ПОЛИКРЕМНИЯ 109

Волков А. В., Шиков С. А., Биктякова Р. Р .
РАЗРАБОТКА ОТЛАДОЧНОЙ ПЛАТЫ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ
ПРОГРАММИРОВАНИЮ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ 113

Семенов А. Д., Волков А. В., Щипакина Н. И.
СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОИЗВОДСТВОМ 117

Семенов А. Д., Волков А. В., Пелагейкин В. И.
АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ СЛУЧАЙНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ
ВРЕМЕННОГО РЯДА 119

Семенов А. Д., Волков А. В., Мустафина А. М.
АЛГОРИТМЫ СГЛАЖИВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ 122

Семенов А. Д., Волков А. В., Захватова Т. А.
АНАЛИЗ РАБОТЫ СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ВЫХОДНОГО КОНТРОЛЯ
ПАРАМЕТРОВ ЛАМП 125

Волков А. В., Шиков С. А., Селяев Д. В.
РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СБОРА АНАЛОГОВЫХ ДАННЫХ
С ИНТЕРФЕЙСОМ USB 128

Волков А. В., Шиков С. А., Валейко Д. В.
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ СНЯТИЯ
НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЬЮТЕРНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ 133

Ивлиев С. Н., Шиков С. А., Мигачева Е. М.
ПРИМЕНЕНИЕ КОЛОРИМЕТРИИ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ
ФОТОСИНТЕЗА 135

Семенов А. Д., Волков А. В., Валынцева К. А.
МНОГОУРОВНЕВЫЙ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ НАТРИЕВЫХ
ЛАМП ВЫСОКОГО ДАВЛЕНИЯ 141

Рудин А. В., Денисова О. М., Коржавина А. Д., Кургачева Ю. С.,
Давыдова Е. Р., Рябиков В. В.
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛОТНОСТИ СЖИЖЕННЫХ УГЛЕВОДОРОДОВ
МЕТОДОМ СМЕЩЕНИЯ ЦЕНТРА ТЯЖЕСТИ УРАВНОВЕШЕННОГО
ПОПЛАВКОВОГО МАЯТНИКА 145

Бобылёв Д. А., Боровских Л. П.
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МЕТОДОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ С МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ СХЕМОЙ ЗАМЕЩЕНИЯ 149

Швец С. Н., Мирошников В. В.
ФЕРРОЗОНДОВЫЙ МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КАНАЛ
ДЛЯ КОНТРОЛЯ СВАРНОГО ШВА ТРУБ 153

Нгуен Куанг Тхыонг, Семенов А. Д.
ПОДХОД ИНТЕРВАЛЬНОГО АНАЛИЗА К ИЗМЕРЕНИЮ
И РАСПОЗНАВАНИЮ СОСТОЯНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ
ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ФУНКЦИОНИРОВАНИИ 156

И Б. Ч., Коновалов Р. С., Коновалов С. И., Кузьменко А. Г., Нефедьев Д. И., Цаплев В. М.
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТВЕРДЫХ СРЕД 160

Батищева О. М., Папшев В. А.
СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ПРИ ТРАНСПОРТИРОВКЕ ОПАСНЫХ И ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ ГРУЗОВ 165

Кукушкин А. Н.
РАЗРАБОТКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА БОЛЬШИХ УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ДЛЯ СТАРТОВОЙ ПЛОЩАДКИ КОСМОДРОМА 168

Скиба С. П., Евсевьев В. В., Пирожков М. В., Зинкин В. Н.
РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ИЗМЕРЕНИЮ КРИТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ УДАРНО-АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В РАЗЛИЧНЫХ ЗОНАХ ТРАНСФОРМАЦИИ 174

Якимов В. Н., Ибатов Р. Ш.
ОПЕРАТИВНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАССЫ СВЕТЛЫХ НЕФТЕПРОДУКТОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ОПЕРАЦИЙ СЛИВА И НАЛИВА 177

Поспелов А. В.
ОБ ОСОБЕННОСТЯХ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ В ВОЛНОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ГИРОСКОПАХ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ГИРОСКОПА 180

Коноваленко А. А., Нефедьев А. И., Нефедьев Д. И.
ИОНИЗАЦИОННЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ ПЛАМЕНИ 183

Кузнецов П. К., Батищев В. И., Мартемьянов Б. В.
ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ НАВИГАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НАБЛЮДЕНИЯ 187

Прытков С. В., Ашрятов А. А., Чуракова Д. К., Куликов В. Г.
ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМ ФОТОМЕТРИРОВАНИЯ 189

Овчарук В. Н.
ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ И ПРИМЕНЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ АКУСТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ 196

Овчарук В. Н., Марченко О. А.
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ИМИТАЦИИ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ 201

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ

Ионов А. В., Лопухин В. А., Шехтман М. Б.
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ «ЦИФРОЙЛ» ДЛЯ КОММЕРЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ НЕФТИ И НЕФТЕПРОДУКТОВ 206

Щербаков М. А.
АНАЛИЗ И ФОРМИРОВАНИЕ СПЕКТРА СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗАЦИИ ИСПЫТАНИЙ ОБЪЕКТОВ 211

Горячев В. Я., Нефедьев Д. И., Бростилова Т. Ю., Кисляков С. В., Козлов В. В., Голобоков С. В.
ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ФАЗОВЫМ ДАТЧИКОМ 216

Горячев В. Я., Нефедьев Д. И., Бростилов С. А., Абдирашев О. К., Трофимов А. А., Шатова Ю. А.
ВЛИЯНИЕ СПЕКТРАЛЬНОГО СОСТАВА НАПРЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА НА ПОГРЕШНОСТЬ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ФАЗОВЫМ ДАТЧИКОМ 222

Полякова Е. А.
АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К ТЕХНИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЙ И АВИАЦИОННОЙ ТЕХНИКИ ПО КАЧЕСТВУ И НАДЕЖНОСТИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ 227

Головяшкин А. Н., Китаев А. С., Попыгин И. А.
ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МДП-ФОТОТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ (МАТРИЧНЫХ) ФОТОПРИЕМНИКОВ 231

Савицкий В. В., Семенов А. А., Ишкуватов Д. И.
АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ 234

Головяшкин А. Н., Попыгин И. А., Китаев А. С.
МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТАКТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ДАТЧИКОВ 236

Геращенко С. М., Геращенко С. И., Зюлькина Л. А., Удальцова Е. В., Карнаухов В. В., Костригина Е. Д.
ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ТКАНЕЙ ПАРОДОНТА 240

Геращенко С. М., Янкина Н. Н., Янкин Н. Н., Зефиров С. Л., Кучумов Е. В.
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ 243

Петрунин А. Р., Дивненко А. А., Тертычная С. В.
МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ОБЪЕКТА ПРИ ПОМОЩИ ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА 246

Волков В. С., Конкина М. С.
АНАЛИЗ КОНСТРУКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ РАЗБАЛАНСА МОСТОВОЙ СХЕМЫ В ЧАСТОТУ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТЕНЗОРЕЗИСТИВНЫХ ДАТЧИКОВ 250

Кондрашов С. А., Щербаков М. А.
ПОСТРОЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ САПР QUARTUS II 253

Бойков И. В., Кривулин Н. П.
МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК 255

Нефедьев А. И., Исаев А. В., Исаев И. А.
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ 261

Сарыбай М. А., Исмаилов С. У., Сарибаев А. С., Уалиев Ж. Р., Сатыбалдиева Ф. А.
ПРИМЕНЕНИЕ ДАТЧИКОВ МАГНИТОМЕТРА ДЛЯ БОРТОВОГО КОМПАСА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА 265

Зікірбай Қ. Е., Бақтыбаев М. К.
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ LORAWAN В СИСТЕМАХ УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ 267

Цыпин Б. В., Ярославцева Д. А.
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОГНИТИВНОЙ ГРАФИКИ
В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ
РЕЗУЛЬТАТОВ ОГНЕВЫХ СТЕНДОВЫХ ИСПЫТАНИЙ РАКЕТНЫХ
ДВИГАТЕЛЕЙ НА ТВЕРДОМ ТОПЛИВЕ 270

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ, ВИРТУАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

Рудин А. В., Кревчик В. Д., Семенов М. Б., Апакин Д. А.
ДИАГНОСТИКА МОТОРНЫХ МАСЕЛ МЕТОДОМ УЛЬТРАЗВУКОВОГО
ИНТЕРФЕРОМЕТРА 275

Якимов В. Н., Батищев В. И.
КОРРЕЛОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ
БИНАРНО-ИНТЕРВАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО КОДИРОВАНИЯ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА 279

Богачев И. В., Левенец А. В., Нефедьев Д. И.
КЛАССИФИКАЦИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ В ПОДСИСТЕМАХ СЖАТИЯ
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ 282

Тягульская Л. А., Дубинин И. А.
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ПРОДУКТА ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ СБОРА,
УЧЕТА И ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОМ ЗАВОДЕ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ 285

Алимурадов А. К., Фокина Е. А., Журина А. Е.
КРАТКИЙ ОБЗОР БАЗ ДАННЫХ ЭМОЦИОНАЛЬНОЙ РЕЧИ:
СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ, ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ 292

Алимурадов А. К., Тычков А. Ю., Чураков П. П.
ПРИМЕНЕНИЕ УЛУЧШЕННОЙ ПОЛНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ
ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ С АДАПТИВНЫМ
ШУМОМ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ 295

Ярославкина Е. Е., Ланге П. К., Муратова В. В.
МЕТОДЫ ОПЕРАТИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУД
НЕЧЕТНЫХ ГАРМОНИК НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ 298

Конкина Е. О.
ГРАНУЛОМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НЕОДНОРОДНОСТИ ПРОСВЕТА
БУМАЖНОГО ПОЛОТНА 303

Мясникова Н. В., Боряк С. В., Мясникова М. Г.
ВЫДЕЛЕНИЕ БЛИЗКИХ ЧАСТОТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ
НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ
СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ 307

Долгих Л. А.
ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МНОГОМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ 310

АКТУАЛЬНЫЕ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССОВ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Зинченко Т. О., Печерская Е. А., Кондрашин В. И., Булкин П. В.
МЕТОД СПРЕЙ-ПИРОЛИЗА ДЛЯ СИНТЕЗА ПРОЗРАЧНЫХ
ПРОВОДЯЩИХ ОКСИДОВ 315

Диянов А. И., Нефедьев А. И., Нефедьев Д. И.
ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДАТЧИКОВ
НА ОСНОВЕ ВНУТРИВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ РЕШЕТОК 318

Сигаев А. П., Аверин И. А., Карманов А. А., Пронин И. А., Якушова Н. Д.
ИССЛЕДОВАНИЕ КОНЦЕНТРАЦИИ АДСОРБЦИОННЫХ ЦЕНТРОВ
НА ПОВЕРХНОСТИ НАНОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ СМЕШАННЫХ
ОКСИДОВ ИНДИКАТОРНЫМ МЕТОДОМ РЦА 321

Голубков П. Е.
АНАЛИЗ МЕТОДИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ СИНТЕЗЕ
МДО-ПОКРЫТИЙ С ЗАДАННЫМИ СВОЙСТВАМИ 323

Голубков П. Е.
СИСТЕМАТИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТОЛЩИНЫ МДО-ПОКРЫТИЙ 328

Крупкин Е. И., Алимова Е. А.
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ НАГРЕВА ЗОЛЯ НА СТРУКТУРУ
И ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ОКСИДА ЦИНКА 332

Мельников О. А., Печерская Е. А., Зинченко Т. О., Антипенко В. В.
ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОДУГОВОГО ОКСИДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ
МИКРОТВЕРДОСТИ ИЗДЕЛИЙ ИЗ ЛЕГКИХ МЕТАЛЛОВ 335

Уткин К. Э., Колосов П. А., Суханкин Д. Ю.
СПОСОБЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ:
НЕДОСТАТКИ И ПРЕИМУЩЕСТВА 338

Полякова Е. А., Мотин А. В., Бадеева Е. А.
ЭТАПЫ РАСЧЕТА МЕХАНИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ
ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ С ОТКРЫТЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ 342

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Верещагина С. С.
РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ И ЭКСПЕРТНОЙ ИНФОРМАЦИИ 346

Мельников Е. В., Пшенников Д. О.
ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ РУЧНОГО ЭЛЕКТРОИНСТРУМЕНТА
ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЯХ 349

Деев М. В., Финогеев А. Г., Финогеев А. А.
АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ПОИСКА
И АНАЛИЗА ТРЕБОВАНИЙ РАБОТОДАТЕЛЕЙ 352

Деев М. В., Финогеев А. Г., Финогеев А. А., Колесников И. Н., Ляпин А. М.
МЕТОДИКА АДАПТИВНОЙ АКТУАЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ПРОГРАММ 356

Алимбаева Ж. Н., Алимбаев Ч. А., Баянбай Н. А., Ожикенов К. А., Бодин О. Н.
РАЗРАБОТКА МЕТОДА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ
ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ
ДИАГНОСТИКИ ИНФАРКТА МИОКАРДА 358

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

А. В. Светлов, Нгуен Нгок Мань

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

При проведении экспериментальных исследований резонансных электрических цепей или физических объектов, например, изделий из пьезоматериалов, представляемых эквивалентными электрическими схемами в виде резонансных электрических цепей [1–3], необходимо выполнять измерения:

– резонансной частоты (резонансных частот при наличии нескольких резонансов);

– добротности как отношения резонансной частоты к ширине резонансной кривой на уровне 0,707 от максимального напряжения на резонансной частоте;

– параметров элементов (индуктивностей, емкостей, активных сопротивлений) эквивалентной электрической схемы объекта, отражающей поведение объекта в частотной области.

Для обеспечения возможности проведения перечисленных измерений в состав измерителей параметров резонансных цепей должны входить следующие узлы:

1. Генератор тестовых сигналов, позволяющий формировать синусоидальные сигналы с частотой и амплитудой, перестраиваемыми в заданных диапазонах с высокими точностью и разрешением. Таким требованиям отвечают программно управляемые DDS-генераторы [4].

2. Измерительная цепь (ИЦ), осуществляющая преобразование сопротивления исследуемого объекта в напряжение при подаче на вход ИЦ тестового синусоидального сигнала. ИЦ, осуществляющая такое преобразование, может быть построена с помощью операционных усилителей (ОУ) [5].

3. Амплитудный детектор, осуществляющий преобразование амплитуды синусоидального напряжения на выходе ИЦ в постоянное напряжение.

4. Средство измерения и регистрации полученного постоянного напряжения – цифровой вольтметр или АЦП, подключенный к компьютеру.

При построении автоматизированных аппаратно-программных измерительных комплексов необходимо также разработать алгоритмическое и программное обеспечение для управления измерительным экспериментом и обработкой его результатов.

С целью отработки схемотехнических решений аппаратной части измерителей параметров резонансных цепей разработан, изготовлен и исследован стенд, структурная схема которого приведена на рис. 1.

Для формирования синусоидальных тестовых сигналов используется DDS генератор UNI-T UTG9002C-II [6] с разрешением по частоте 1мкГц и разрешением по амплитуде 1 мВ.

Сопротивление исследуемой резонансной электрической цепи преобразуется в напряжение измерительной цепью (ИЦ), построенной на основе ОУ *DA*1. Используется ОУ 544УД2А с полевыми транзисторами во входном дифференциальном каскаде. Во входной цепи ОУ включено опорное сопротивление – тонкопленочный прецизионный резистор С2-29В с низким температурным коэффициентом сопротивления и малым допускаемым отклонением сопротивления. В цепи отрицательной обратной связи ОУ – исследуемая резонансная электрическая цепь. В качестве примера на рис. 1 показана трехэлементная $L\ R\ C$ -цепь.

Рис. 1. Схема стенда для исследования резонансных электрических цепей

Для преобразования амплитуды синусоидального выходного напряжения ИЦ в постоянное напряжение используется амплитудный детектор, на выходе которого включен фильтр нижних частот для уменьшения пульсаций выходного напряжения детектора.

Выходное постоянное напряжение измеряется с помощью цифрового мультиметра YOKOGAWA 7555 [7]. Цифровой осциллограф АКТАКОМ АОС-5302 [8] используется для визуального наблюдения выходного напряжения ОУ с целью предотвращения искажений формы синусоидального сигнала при превышении максимального допустимого выходного напряжения ОУ.

Методика совокупных измерений [9] параметров резонансных электрических цепей предусматривает следующие действия:

1. Поиск и измерение резонансной частоты (резонансных частот), а также максимального напряжения на выходе ИЦ при резонансной частоте. При поиске резонансной частоты по мере приближения к резонансу амплитуда выходного напряжения ИЦ возрастает, поэтому необходимо уменьшать амплитуду тестового сигнала, чтобы избежать превышения максимального допустимого значения выходного напряжения ОУ *DA*1, приводящего к искажению формы (ограничению) синусоидального выходного напряжения. Регистрируется резонансная частота f_0 – частота тестового сигнала DDS генератора, при которой измеряемое мультиметром постоянное напряжение на выходе фильтра нижних частот принимает максимальное значение $U_{\text{макс}}$, которое также регистрируется. При поиске частоты антирезонанса объектов, представляемых четырехэлементными эквивалентными электрическими схемами, амплитуда выходного напряжения ИЦ уменьшается и принимает минимальное значение на частоте антирезонанса, поэтому необходимо увеличивать амплитуду тестового сигнала.

2. Поиск и измерение частот f' и f'' ниже и выше резонансной частоты f_0, при которых амплитуда выходного напряжения составляет $U' = 0{,}707 U_{\text{макс}}$.

3. Определение значений расстройки $2\Delta f = f'' - f'$ и добротности $Q = f_0 / 2\Delta f$.

4. Определение параметров элементов электрической цепи в результате решения системы уравнений, полученных путем приравнивания математических выражений, описывающих резонансную частоту, добротность и выходное напряжение ИЦ, их измеренным значениям.

На результирующую погрешность измерителя параметров резонансных цепей оказывают влияние метрологические характеристики всех упомянутых выше узлов, входящих в состав измерителя, но, как показало исследование разработанного стенда, наибольший вклад в результирующую погрешность вносит неидеальность амплитудного детектора. Установлено, что относительная погрешность амплитудного детектора не превышает ± 1 % в диапазоне частот переменного напряжения от 20 кГц до 200 кГц и в диапазоне амплитуд переменного напряжения от 5,0 В до 10,0 В. Работоспособность амплитудного детектора сохраняется в расширенном диапазоне частот переменного напряжения от 20 кГц до 500 кГц и в расширенном диапазоне амплитуд переменного напряжения от 1,0 В до 12,0 В, но в этих диапазонах погрешность амплитудного детектора не нормируется и может составлять единицы процентов.

Разработанный стенд используется для исследования узлов измерителей параметров резонансных цепей и оптимизации режимов их работы.

Библиографический список

1. Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – Москва : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

2. Мартяшин, А. И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.

3. Чураков, П. П. Инвариантные измерители параметров катушек индуктивности / П. П. Чураков, Б. Л. Свистунов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 1998. – 180 с.

4. Murphy, E. Direct Digital Synthesis (DDS). Controls Waveforms in Test, Measurement, and Communications / E. Murphy, C. Slattery // Analog Dialogue 39-08. – 2005. – August. – URL: http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-08/dds_apps.pdf

5. Светлов, А. В. Преобразователи сопротивления электрических цепей в напряжение для многофункционального измерительного комплекса / А. В. Светлов, Д. А. Ушенин, И. В. Ушенина // Информационно-измерительная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2006. – Вып. 30. – С. 69–74.

6. Генератор сигналов UNI-T UTG9002C-II. Технические характеристики. – URL: https://supereyes.ru/catalog/waveform_generator/uni_t_utg9002c_ii/

7. YOKOGAWA 7555 Digital Multimeter. – URL: http://www.electro-meters.com/wp-content/uploads/2013/7555.pdf

8. АКТАКОМ АОС-5302. Осциллограф цифровой. – URL: http://www.aktakom.ru/kio/index.php?SECTION_ID=469&ELEMENT_ID=39023

9. Светлов, А. В. Методика совокупных измерений параметров резонансных электрических цепей / А. В. Светлов, А. С. Колдов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. по материалам XXXIII Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 22–23 мая 2019 г.) : в 2 т. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – Т. 1. – С. 145–149.

В. В. Регеда, О. Н. Регеда

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ СРЕДСТВАМИ СИСТЕМЫ MATHCAD

При моделировании практически любого измерительного устройства приходится учитывать наличие инерционных элементов (подвижных механических узлов, электрических или пневматических емкостей, индуктивностей и т.п.), которые определяют инерционность всего измерительного устройства. Для исследования вопросов динамики измерительных цепей часто используют методы, основанные на анализе переходных процессов в линейных электрических цепях.

Классический метод расчета переходных процессов в цепях с сосредоточенными параметрами R, L и C сводится к решению обыкновенного дифференциального уравнения k-го порядка, полученного на основе системы уравнений для расчета цепи по методу законов Кирхгофа:

$$a_k \frac{d^k i}{dt^k} + a_{k-1} \frac{d^{k-1} i}{dt^{k-1}} + \ldots + a_0 i = f(t).$$

Общее решение дифференциального уравнения равно сумме принужденной и свободной составляющей. При этом корни соответствующего характеристического уравнения определяют вид свободной составляющей общего решения дифференциального уравнения. В случае разных корней характеристического уравнения свободная составляющая имеет вид:

$$ic\text{в} = A_k e^{p_k t} + A_{k-1} e^{p_{k-1} t} + \ldots + A_1 e^{p_1 t}. \qquad (1)$$

Для автоматизации расчета переходного процесса сложной электрической цепи в системе типа MathCAD целесообразно использовать формализованные матричные модели электрических цепей и записи совокупности независимых начальных условий в виде матриц [1].

В случае наличия одного вещественного корня $p1$ и двух комплексно сопряженных корней характеристического уравнения $p2 = -\delta + j\omega$, $p3 = -\delta - j\omega$ свободная составляющая общего решения дифференциального уравнения (1) может быть представлена в виде

$$ic\text{в} = A1 e^{p_1 t} + A2 e^{(-\delta + j\omega)t} + A3 e^{(-\delta - j\omega)t}, \qquad (2)$$

где δ – вещественная часть корней, называемая затуханием а ω – мнимая часть корней, получившая название частота свободных колебаний.

Для построения графика зависимости (2) в декартовой системе координат в программе MathCAD необходимо перейти от показательной формы записи комплексных чисел к алгебраической. В результате после упрощения получим чисто вещественное выражение:

$$ic_{\text{в}} = A1e^{p_1 t} + A2e^{-\delta t}(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)) + A3e^{-\delta t}(\cos(-\omega t) - j\sin(-\omega t)) =$$

$$= A1e^{p_1 t} + (A2 + A3)e^{-\delta t}\cos(\omega t)$$

Однако если постоянные интегрирования также являются комплексно сопряженными

$$A2 = a + jb\ ,\ A3 = a - jb\ ,$$

то MathCAD не обеспечивает построение соответствующего графика переходного процесса.

Свободная составляющая решения дифференциального уравнения (1) для комплексно сопряженных корней (векторы p2 и p3) и комплексно сопряженных постоянных интегрирования может быть представлена в MathCAD в виде двух составляющих I2 и I3, которые также представляют собой комплексные величины:

$$I2(a,b,\delta,\omega,t) := (a + j\cdot b)\cdot e^{-\delta\cdot t}\cdot\cos(\omega\cdot t) + j\cdot(a + j\cdot b)\cdot e^{-\delta\cdot t}\cdot\sin(\omega\cdot t)$$

$$I3(a,b,\delta,\omega,t) := (a - j\cdot b)\cdot e^{-\delta\cdot t}\cdot\cos(-\omega\cdot t) + j\cdot(a - j\cdot b)\cdot e^{-\delta\cdot t}\cdot\sin(-\omega\cdot t)$$

Найдем в MathCAD сумму этих двух составляющих и, используя функцию Simplify, упростим выражение. В результате получим:

$$I2(a,b,\delta,\omega,t) + I3(a,b,\delta,\omega,t) \xrightarrow{simplify} 2\cdot e^{-(t\cdot\delta)}\cdot(a\cdot\cos(t\cdot\omega) - b\cdot\sin(t\cdot\omega))$$

Как видно из последнего выражения оно представляет собой выражение для мгновенного значения сигнала и содержит только вещественные составляющие.

На рисунке приведен фрагмент программы MathCAD, использующей полученное выражение для визуализации найденного выражения, описывающего переходной процесс в цепи третьего порядка при коммутации в момент времени t0 = 0,005 с. График построен для случая трех корней характеристического уравнения: одного вещественного корня p1 и двух комплексно сопряженных корней p2 и p3. Ток iA1(t) соответствует вещественной постоянной интегрирования A_1, а ток iA2(t) – двум комплексно сопряженным постоянным интегрирования A_2 и A_3. Ток iA∞(t) соответствует принужденной составляющей.

Как видно из графика, суммарный ток i(t) в соответствии с первым законом коммутации не меняется скачком в момент коммутации, так как он протекает в ветви с индуктивностью.

Таким образом, использование простого приема подстановки, позволяет существенно расширить область применения системы MathCAD.

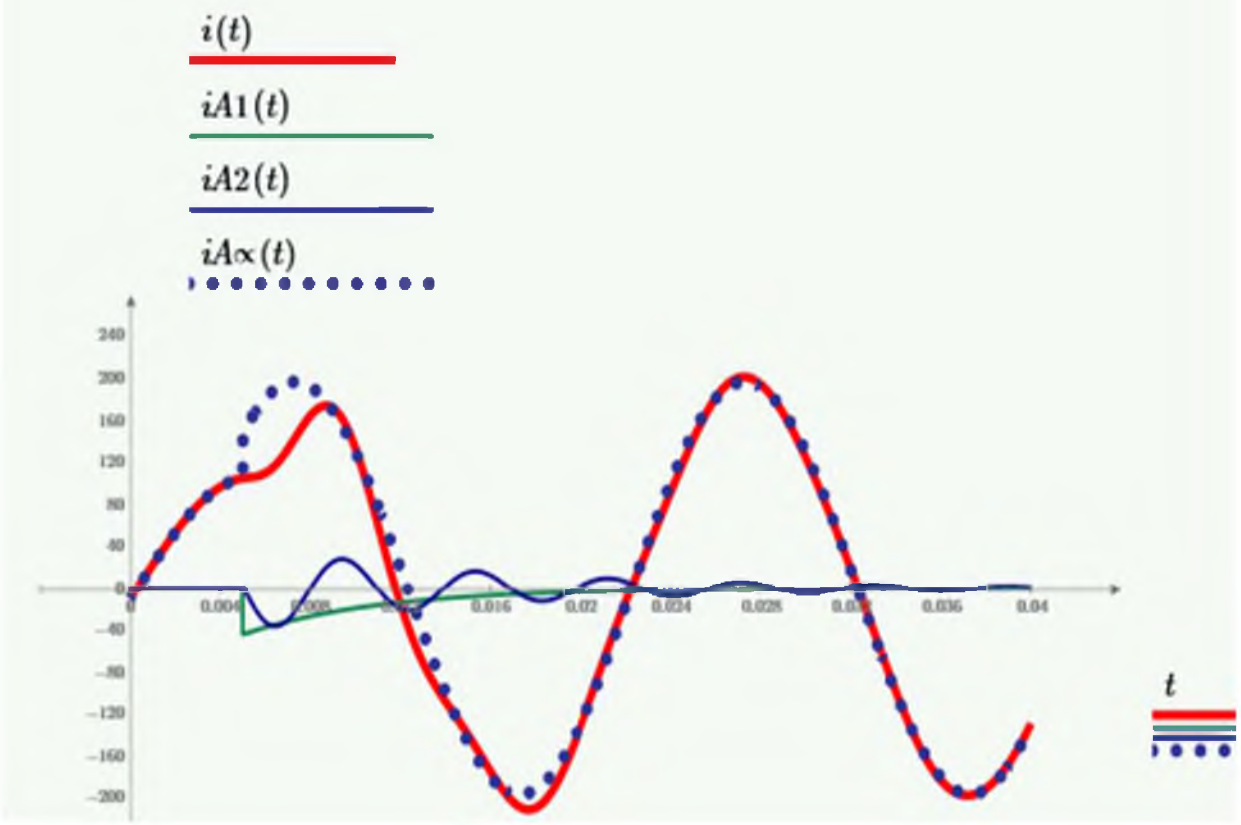
$$\tau := \frac{1}{-\mathrm{Re}(p_2)} = 0.011 \qquad t := 0, \frac{\tau}{1000} .. 0.04$$

$$iA1(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t0 \\ \mathrm{Re}(A_1) \cdot e^{p_1 \cdot (t - t0)} & \text{else} \end{cases}$$

$$iA2(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t0 \\ 2 \cdot e^{\mathrm{Re}(p_2) \cdot (t - t0)} \cdot \left(\mathrm{Re}(A_2) \cdot \cos\left(\mathrm{Im}(p_2) \cdot (t - t0)\right) - \mathrm{Im}(A_2) \cdot \sin\left(\mathrm{Im}(p_2) \cdot (t - t0)\right)\right) & \text{else} \end{cases}$$

$$iA\alpha(t) := \begin{cases} |IA| \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \arg(IA)) & \text{if } t < t0 \\ iA\alpha(t) & \text{else} \end{cases}$$

$$i(t) := \begin{cases} iA\alpha(t) & \text{if } t < t0 \\ iA\alpha(t) + iA1(t) + iA2(t) & \text{else} \end{cases}$$



Библиографический список

1. Регеда, О. Н. К вопросу расчета переходных процессов в измерительных цепях / О. Н. Регеда, Е. В. Регеда // Информационно-измерительная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2002. – Вып. 26. – С. 24–29.

В. Л. Кирьянов, А. В. Гладков, А. А. Трофимов

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

МАГНИТООПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Датчики частоты вращения нашли широкое применение в системах управления, автоматической защиты и контроля двигательных установок ракетно-космической техники.

В последнее время наибольшее распространение получили гальваномагнитные и индукционные измерительные приборы. Главными недостатками индукционных датчиков частоты вращения является сильная зависимость амплитуды выходного сигнала от скорости вращения ротора, вследствие чего нет возможности измерения малого числа оборотов. Гальваномагнитные датчики (на основе элемента Холла) имеют возможность измерять малые значения частоты вращения, обладают слабой помехозащищенностью и низкой температурной стабильностью. В основу волоконно-оптических датчиков положен метод светолокации от поверхности объекта измерения (ротора), установленного на валу двигательной установки и имеющего участки с различными коэффициентами отражения. Главным необходимым условием использования такого датчика является наличие оптически прозрачной среды между торцом корпуса средства измерения и ротором. Основным недостатком волоконно-оптических датчиков является невозможность работы в условиях задымленности или в местах с наличием паров компонентов топлива.

В связи с этим большой интерес представляет использование магнитооптических датчиков частоты вращения на основе феррит-гранатовой структуры, принцип действия которых основан на явлении, открытом Фарадеем – вращении плоскости поляризации света, проходящего через материал, под действием магнитного поля [1]. Материалом с наибольшим значением постоянной Верде (величиной, характеризующей активность эффекта Фарадея для данного материала) являются эпитаксиальные пленки редкоземельных феррит-гранатов [2]. Решение технологических проблем выращивания эпитаксиальных пленок висмутсодержащих феррит-гранатов привело к появлению новых ферромагнетиков с высокой магнитооптической добротностью, прозрачных в инфракрасной и частично прозрачных в видимой областях спектра, и открыло широкие перспективы для практического применения магнитооптических эффектов [3]. Применение в качестве чувствительного элемента в поляризационных волоконно-оптических датчиках частоты вращения магнитооптических эпитаксиальных феррит-гранатовых структур с большим значением постоянной Верде также обеспечивает компактность датчика, еще одним достоинством которого является также возможность использования дешевой элементной базы.

Магнитооптические датчики на основе феррит-гранатовой структуры являются малогабаритными и простыми по конструкции [4]. В состав первичного преобразователя входят два оптических модуля ввода-вывода излучения, конструктивно объединенных в единый малогабаритный корпус. Каждый оптический модуль включает в себя поляризатор или анализатор, развернутые друг относительно друга на определенный угол, и фокусирующую линзу. Между модулями расположен чувствительный элемент в виде прозрачной пластины феррит-граната с активной пленкой. Выходной модуль отличается

от входного наличием дополнительного волоконно-оптического кабеля для возможности работы с блоком электроники [5–7].

Магнитооптический датчик работает следующим образом. Световые лучи передаются от источника света (светодиода), расположенного в блоке электроники, в первичный преобразователь с помощью многомодового оптического волокна. Поляризатор и линза направляют линейно поляризованное излучение на феррит-гранатовую пластину, являющуюся магнитооптическим элементом. Под действием внешнего магнитного поля плоскость поляризации излучения, проходящего через феррит-гранат, поворачивается на некоторый угол Ф. Значение угла поворота Ф преобразуется анализатором в значение интенсивности света, и далее свет передается по оптическому волокну в светоприемное устройство (фотодиод), расположенное в блоке электроники. Интенсивность линейно-поляризованного света, плоскость поляризации которого повернута на угол Ф, изменяется после прохождения анализатора следующим образом:

$$P_1 \sim \cos^2(\varphi - \Phi),\ P_2 \sim \cos^2(\varphi + \Phi), \quad (1)$$

где φ – угол между поляризатором и анализатором; P_1, P_2 – интенсивность света на 1 и 2 выходе преобразователя первичного [2].

Для $\varphi = 45°$ и малых Ф справедлива аппроксимация

$$P_1 \sim 1 + 2\Phi,\ P_2 \sim 1 - 2\Phi, \quad (2)$$

и после обработки в блоке электроники выходной сигнал U датчика становится пропорциональным Ф:

$$\mathrm{U} \sim \frac{P_1 - P_2}{P_1 + P_2} \sim 2\Phi\,. \quad (3)$$

Использование в первичном преобразователе дифференциального анализатора поляризованного света позволило повысить чувствительность и обеспечить невосприимчивость датчика к дрейфу, вибрациям и амплитудным шумам. Преимуществами магнитооптических датчиков являются возможность контроля частоты вращения валов двигателей начиная с момента трогания, искровзрывобезопасность, отсутствие требований к оптической прозрачности среды, широкий диапазон измерения, размещение первичных преобразователей на большом расстоянии от электронно-преобразующей аппаратуры.

Магнитооптический датчик позволяет проводить контроль частоты вращения в условиях воздействия жестких внешних воздействующих факторов, в сложной электромагнитной обстановке, при контакте со взрывоопасными средами, что несомненно важно при эксплуатации различных типов двигательных установок для изделий ракетно-космической техники.

Библиографический список

1. Волоконно-оптические датчики : пер. с япон. / Т. Окоси, К. Окамото, М. Оцу, Х. Нисихара, К. Кюма, К. Хататэ. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.

2. Бутусов, М. М. Волоконная оптика и приборостроение / М. М. Бутусов, С. Л. Галкин, С. П. Оробинский, Б. П. Пал ; под общ. ред. М. М. Бутусова. – Ленинград : Машиностроение, 1987. – 328 с.

3. Звездин, А. К. Магнитооптика тонких пленок / А. К. Звездин, В. А. Котов. – Москва : Наука, 1988. – 192 с.

4. Печерская, Е. А. Методы и средства исследования активных диэлектриков для наноиндустрии: системный подход : монография / Е. А. Печерская. – Пенза, 2008. – 129 с.

5. Кирьянов, В. Л. Датчики частоты вращения для изделий ракетно-космической техники / В. Л. Кирьянов, В. Н. Колганов, Н. Д. Конаков, А. В. Куприянов //Датчики и системы. – 2012. – № 9. – С. 28–31.

6. Рандошкин, В. В. Прикладная магнитооптика / В. В. Рандошкин, А. Я. Червоненкис. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.

7. Комбинированные оптоволоконные модули для датчиков и систем сбора информации / П. Б. Басков, В. Ш. Берикашвили, А. С. Касьянов, В. В. Сахаров, М. М. Соколова // Датчики и системы. – 2008. – № 3. – С. 60–68.

Д. А. Гулиева

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОГО СТРУННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В современных средствах измерения механических величин все больше внимания уделяется расширению функциональности за счет использования современных МЭМС – технологий [1–3], методов проектирования и инженерного анализа с привлечением различных физико-механических аспектов измерительного процесса. Среди таких преобразователей наиболее надежными и точными являются струнные преобразователи, в которых измеряемая физическая величина преобразуется в частоту электрических колебаний, так как этот способ обладает высокой помехоустойчивостью и простотой оцифровки измерительного сигнала [4–8]. По этой причине представляет интерес усовершенствование струнных методов измерений и преобразователей на их основе.

Разработан первичный струнный преобразователь, упругий элемент которого представлен на рис. 1. Данное конструктивное решение направлено на повышение точности измерительного устройства, а именно за счет монолитной конструкции опорной рамки со струной, применение в качестве материала упругого элемента кремний и использование МЭМС-технологии. Данный подход позволил снизить массогабаритные характеристики, уменьшить дополнительную температурную погрешность, и повысить чувствительность в области значений малых измеряемых величин [1, 8].

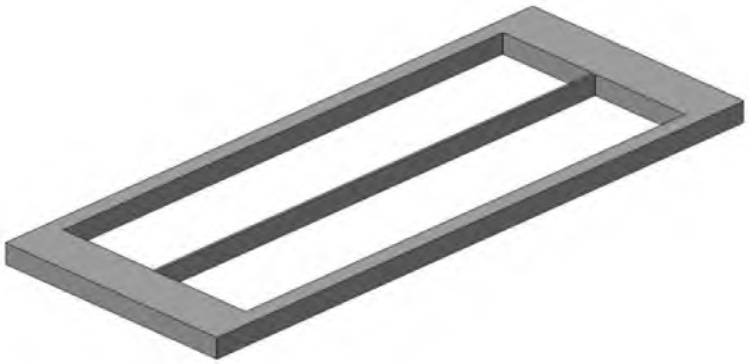


Рис. 1. Кремниевая струна и рамка жесткости в измененной геометрии

Струнный чувствительный элемент [5] с абсолютно жесткой заделкой позволяет использовать данное устройство при особо жестких условиях эксплуатации. Проведен расчёт средствами Ansys 18.2 различных геометрических параметров струны, основная (рабочая) частота составляет 78,5 кГц. Данные результаты позволяют нам сделать вывод о работе первичного струнного преобразователя в широком частотном диапазоне до 80 кГц.

Если рассмотреть частотные характеристики струны, представленные на рис. 2, то можно увидеть, что резонансный пик соответствует меньшей резонансной частоте – 77 913 Гц – из-за наличия затухания у материала равного $7 \cdot 10^{-7}$.

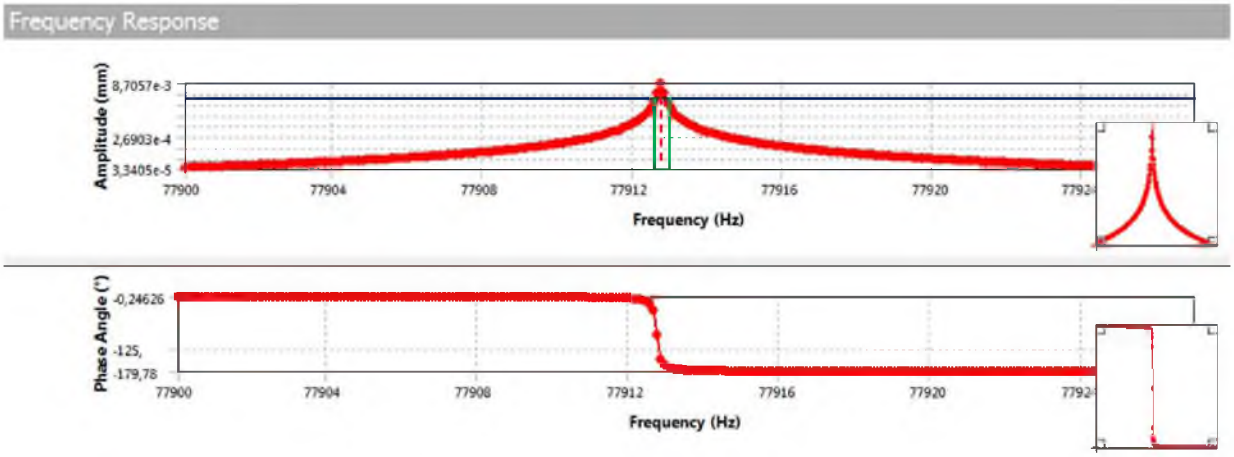


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ рассматриваемой кремниевой струны под действием распределённой по её площади гармонической силы общим усилием в 10 нН

Отмечено заниженное значение для коэффициента затухания, т.к. усилием в 10 наноНьютон струна раскачивается на амплитуду, сравнимую с собственной толщиной. Выделение на АЧХ (рис. 2) так называемой полосы пропускания, т.е. интервала частот, соответствующих уменьшению амплитуды колебания в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с резонансной, позволяет оценить добротность такой колебательной системы. Она соответствует примерно 44500000 (точнее – 4450400). Данные показатели допустимы только в специальных, высокоточных кварцевых резонаторах. Далее изучим чувствительность рассматриваемого струнного элемента. Отталкиваться будет от перемещения одного из концов струны, т.к. это соответствует работе чувствительного элемента в режиме измерителя перемещений, как это и происходит в датчиках давления. При растяжении струны на 1 нм по АЧХ можно увидеть, что резонанс струны сдвинулся на частоту 78 023 Гц. АЧХ позволяет определить добротность такой струны в 1000, что соответствует добротности предыдущей струны. Из этого можно сделать вывод, что увеличение длины струны не сказывается на её чистой добротности, т.е. при абсолютно жесткой заделке и отсутствии внешней атмосферы. Установлено, что дополнительно на форму АЧХ И ФЧХ влияют особенности электронной системы, возбуждающей колебания струны, воздушная среда, окружающая струну в эксперименте, так же тот факт, что данные получены для струн, являющихся частью датчиков, т.е. включающих систему возбуждения и съёма измерительного сигнала.

Библиографический список

1. Маврин, Е. М. Исследование и конструирование измерительного модуля струнного датчика / Е. М. Маврин // Молодежный научно-технический вестник. – 2015. – № 9. – С. 25–26.

2. Печерская, Е. А. Методика выбора оптимального соотношения толщин диэлектрических пленок гетерогенной структуры / Е. А. Печерская, Р. М. Печерская, Ю. В. Аношкин, Д. В. Попченков // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2011. – № 1. – С. 227–229.

3. Контроль временной нестабильности диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьёв, А. М. Метальников, Ю. А. Вареник, И. М. Гладков, Д. В. Рябов // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2013. – № 2 (100). – С. 84–88.

4. Кудрявцева, Д. А. Исследование влияния конструктивных размеров на характеристики чувствительного элемента кремниевого резонансного преобразователя давления / Д. А. Кудрявцева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2017. – № 3 (21). – С.74–81.

5. Пат. 2569409C1 Российская Федерация, МПК G 01 L 1/00 (2006.01). Камертонный измерительный преобразователь механических напряжений и деформаций / Баринов И. Н., Волков В. С., Кучумов Е. В. ; заявитель и патентообладатель ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений». – № 2014136831/28 ; заявл. 10.09.2014 ; опубл. 27.11.2015, Бюл. № 33.

6. Эткин, Л. Г. Виброчастотные датчики. Теория и практика / Л. Г. Эткин. – Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 408 с.

7. Кудрявцева, Д. А. Вопросы создания микроэлектронных датчиков давления, эксплуатирующихся в особо жестких условиях / Д. А. Кудрявцева, И. Н. Баринов, В. С. Волков, Б. В. Цыпин // Приборы и системы: управление, контроль, диагностика. – Москва : Научтехлитиздат, 2015. – № 3. – С. 39–50.

8. Кудрявцева, Д. А. Использование высокоомных кремниевых тензорезисторов для повышения временной стабильности датчиков давления в системах управления и контроля / Д. А. Кудрявцева, И. Н. Баринов, В. С. Волков, С. П. Евдокимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – № 1 (7). – С. 65–73.

П. П. Першенков, Е. В. Грозная

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

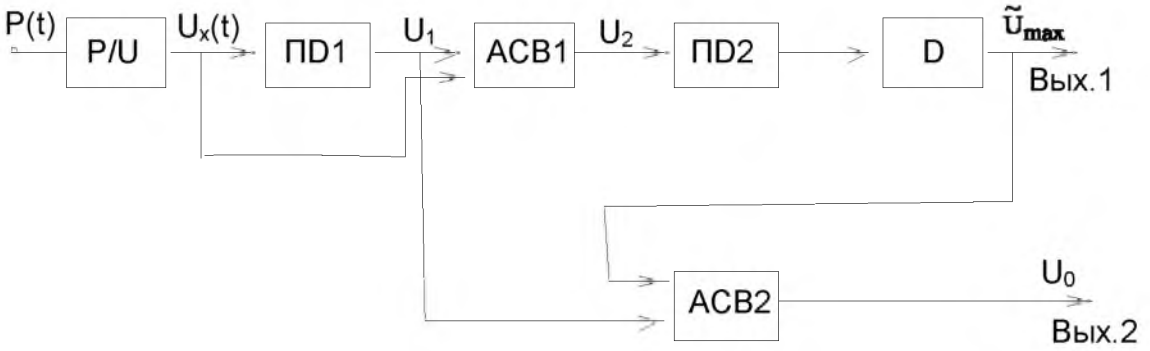
ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ДАВЛЕНИЯ ЖИДКОСТИ ИЛИ ГАЗА

Рассмотрен метод повышения точности измерения давления газа в камере сгорания путем применения в преобразователе напряжения аналоговых схем вычитания.

Характерным параметром процесса взрывного горения газовых смесей является давление в камере сгорания. При этом за короткое время (примерно 0,5 мс) давление достигает определенного значения, затем претерпевает быстрые изменения около этого значения, т.е. пульсирует. Таким образом, установившийся процесс изменения давления можно считать состоящим из постоянной P_0 и переменной $\widetilde{P}(t)$ компонент. На практике постоянная составляющая медленно меняется с частотой около 0,5 Гц. Частота пульсаций давления – порядка единиц килогерц. При этом значение постоянной составляющей значительно превышает амплитудное значение переменной составляющей [1].

При применении в качестве датчиков пульсирующего давления тензорезистивных преобразователей, питающихся постоянным током, приходится использовать специальные приемы для выделения из выходного сигнала датчика переменной составляющей и ослабления низкочастотного сигнала [2]. Следует отметить, что задача раздельного измерения постоянной и переменной составляющих легко решается в диапазоне средних и высоких частот традиционным методом [3]. В случае же экспериментального исследования процесса взрывного горения газовых смесей необходимого измерить пульсирующее напряжение низкого и инфракрасного частотных диапазонов. Известные методы не позволяют быстро (в течение 2 периодов) и достоверно получить информацию об изменение давления.

В статье рассматривается оригинальный подход к решению данной задачи, позволяющей обеспечить приемлемую точность и быстродействие. В качестве базового при этом используется преобразователь напряжения [4], структурная схема которого приведена на рисунке.



Выходной сигнал с датчика, установленного в камере сгорания и преобразующего давление и электрическое напряжение $U_x(t)$, поступает на выход первого пикового детектора ПД1 [3]. Выходной сигнал датчика может быть описан выражением

$$U_x(t) = U_0 + \tilde{U}(t), \quad (1)$$

где U_0, $\tilde{U}(t)$ – соответственно постоянная и переменная низкочастотная составляющие напряжения.

Так как сигнал низкочастотный, можно считать, что за один период его амплитуда $\tilde{U}(t)$ изменяется незначительно. Тогда после окончания переходного процесса (примерно 0,5 периода сигнала) на выходе ПД1 установится постоянное напряжение U_1, определяемое выражением

$$U_1 = U_0 + \tilde{U}_{max}, \quad (2)$$

где $\tilde{U}_{max}$ – максимальное значение сигнала $\tilde{U}(t)$ на момент преобразования.

В аналоговой схеме вычитания (АСВ1) происходит вычитание из постоянного сигнала (2) сигнала (1), в результате на выходе получим пульсирующий сигнал U_2, постоянная составляющая которого равна $\frac{1}{2}\tilde{U}_{max}$. Тогда при подаче сигнала U_2 на вход второго пикового детектора ПД2 на его выходе постоянное напряжение будет равно $2\tilde{U}_{max}$.

С выхода делителя снимается напряжение, равное максимальному (амплитудному) значению переменной составляющей сигнала. Для определения значения постоянной составляющей сигнала $U_x(t)$ (1) напряжение U_1(2) и напряжение $\tilde{U}_{max}$ подаются на вход АВС2. В результате преобразования на втором выходе устройства получим напряжение, равное U_0. $\tilde{U}_{max}$ и U_0 могут быть измерены с высокой точностью и быстродействием с помощью серийных вольтметров или АЦП [5, 6].

Авторами выполнен макет устройства для измерения пульсирующего давления, проведено его экспериментальное исследование. В диапазоне частот пульсирующего напряжения 0,1 Гц – 20 кГц при времени измерения на инфранизких частотах 1,5 периода сигнала погрешность измерения не превышает 0,1 %. Значение постоянной составляющей может более чем в два раза превышать максимальное значение переменной составляющей.

Библиографический список

1. Бойков, Н. А. Измерение давлений при быстропротекающих процессах / Н. А. Бойков, П. С. Звездин, Л. Б. Резник. – Москва : Энергия, 1970. – 64 с.

2. Максимов, В. П. Измерение, обработка и анализ быстропротекающих процессов в машинах / В. П. Максимов, И. В. Егоров, В. А. Карасев. – Ленинград : Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1987. – 208 с.

3. Волгин, Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем / Л. И. Волгин. – Москва : Сов. радио, 1971. – 336 с.

4. А.с. 960645 A1, G 01 R 19/04. Амплитудный преобразователь / Першенков П. П., Александров К. С., Чижиков В. А., Шахов В. М., Шляндин В. М. ; заявл. 16.02.1981 ; опубл. 23.09.1982, Бюл. № 35.

5. Першенков, П. П. Измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное / П. П. Першенков // Автоматизация технологических процессов в нефтяной промышленности : межвуз. науч.-техн. конф. – Уфа, 1980. – 167 с.

6. Першенков, П. П. Вопросы измерения низкого давления / П. П. Першенков, Е. А. Тюрин // Надежность и качество : тез. докл. Междунар. симп. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2008. – URL: cyberleninka.ru

В. Н. Ашанин, С. Е. Ларкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Схемы замещения электро- и радиоэлементов, узлов радиоэлектронных устройств, параметрических датчиков физических величин, компонентов биологических объектов животного и растительного происхождения могут быть представлены трехэлементными двухполюсниками [1], в том числе и резонансными. Для определения параметров двухполюсников используются измерительные цепи на основе операционных усилителей и измерительные мосты. Первые определяют в основном параметры нерезонансных двухполюсников и их функциональные возможности, как правило, ограничены одной или двумя схемами замещения двухполюсника [2, 3]. Для измерения параметров резонансных двухполюсников в основном используются измерительные мосты [4]. Однако с их помощью можно определить параметры только одной схемы замещения, эквивалент которой из эталонных элементов находиться внутри измерительного моста. Уравновешивание происходит, как правило, по двум параметрам и в случае совпадения частоты тестового сигнала с собственной резонансной частотой исследуемого двухполюсника реактивные параметры его определить не представляется возможным. Таким образом, на настоящий момент не существует измерительных цепей определяющих параметры всех схем замещения трехэлементного резонансного двухполюсника без изменения его схемы подключения к измерительной цепи.

В результате проведенного анализа технических решений определения параметров трехэлементного резонансного двухполюсника авторы предлагают реализацию измерительной цепи, предполагающую подачу на вход двухполюсника тестового сигнала в виде двух базисных комплексных гармонических напряжений с частотами, отличающимися в два раза с тем, чтобы иметь возможность хотя бы на одном из них проводить измерения не на резонансной частоте двухполюсника.

Схема измерительной цепи определения параметров двухполюсника приведена на рис. 1.

Блок формирования напряжений (БФН) работает под управлением микроконтроллера (МК). На его выходе последовательно формируются два комплексных базисных напряжения $\underline{u}_{Б1}$ и $\underline{u}_{Б2}$ вида

$$\underline{u}_{Б1} = U_0 e^{j\omega t} \text{ и } \underline{u}_{Б2} = U_0 e^{j2\omega t},$$

где U_0 – амплитудное значение мгновенных комплексных напряжений $\underline{u}_{Б1}$ и $\underline{u}_{Б2}$.

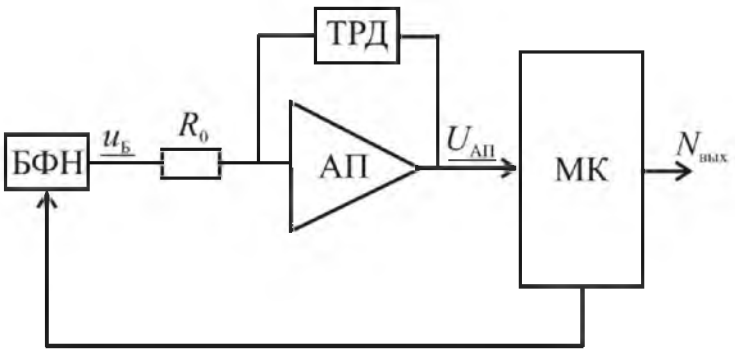


Рис. 1. Измерительная цепь определения параметров двухполюсника

Указанные напряжения подаются на вход активного преобразователя (АП) параметров трехэлементного резонансного двухполюсника (ТРД) в напряжение. Обратную связь АП образуют опорное сопротивление R_0 и ТРД. При подаче каждого из тестовых напряжений измеряется выходное напряжение АП при равенстве нулю синусной и косинусной составляющих выходных напряжений БФН. Векторная диаграмма напряжений, поясняющая данный алгоритм измерения, приведена на рис. 2.

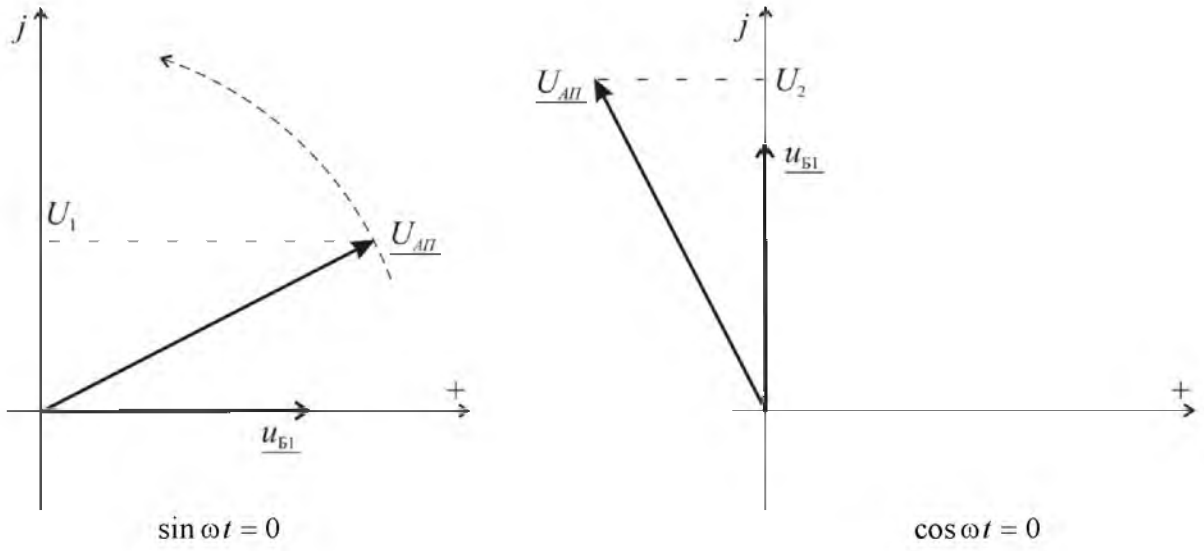


Рис. 2. Векторная диаграмма напряжений измерительной цепи резонансного двухполюсника

Как видно из векторной диаграммы при указанных выше условиях будут фиксироваться напряжения U_1 и U_2, которые являются действительной и мнимой составляющими комплексного значения выходного напряжения АП $\underline{U}_{АП}$. Так, например, в случае последовательной схемы замещения трехэлементного резонансного двухполюсника получим

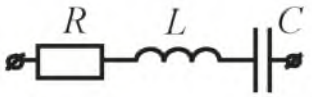
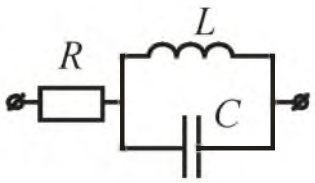
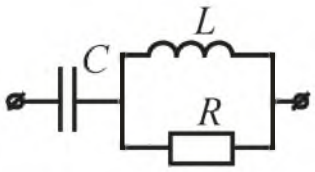
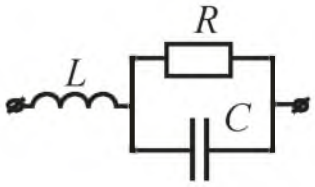
$$U_1 = -U_0 \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_0}, \quad U_2 = -U_0 \frac{R}{R_0}.$$

Аналогично будут получены напряжения U_3 и U_4 при подаче на вход двухполюсника тестового напряжения $\underline{u}_{Б2}$

$$U_3 = -U_0 \frac{2\omega L - 1/2\omega C}{R_0}, \; U_4 = -U_0 \frac{R}{R_0}.$$

С помощью микроконтроллера осуществляется решение данной системы уравнений и определяются все параметры трехэлементного резонансного двухполюсника R, L, C через измеренные напряжения. Конечные уравнения для определения параметров двухполюсников приведены в табл. 1. Аналогично могут быть получены параметры двухполюсника и для остальных вариантов последовательно-параллельных схем замещения.

Таблица 1

Схема замещения	Значения параметров
	$R=-\frac{U_2}{U_0}R_0 \quad R=-\frac{U_4}{U_0}R_0$ $C=\frac{3U_0}{2\omega R_0(2U_1-U_3)} \quad L=\frac{R_0(U_1-2U_3)}{3\omega U_0}$
	$R=-\frac{U_2}{U_0}R_0 \quad R=-\frac{U_4}{U_0}R_0$ $L=\frac{3R_0}{2\omega U_0\left(1/U_3-2/U_1\right)} \quad C=\frac{3R_0\omega}{2U_0\left(1/U_3-1/2U_1\right)}$
	$R=\frac{3R_0}{U_0(1/U_2-4/U_4)} \quad L=\frac{R\cdot\sqrt{5/U_2U_4-4/U_4^2-1/U_2^2}}{2\omega\left(1/U_4-1/U_2\right)}$ $C=\frac{1}{\frac{1}{L}+\frac{3R_0\omega}{R^2U_0\left(2/U_3-1/U_1\right)}}$
	$R=\frac{3R_0}{U_0(1/U_4-4/U_2)} \quad C=\frac{1}{\sqrt{3}\omega}\sqrt{-\frac{U_0}{R_0R}\left(\frac{1}{U_4}-\frac{1}{U_2}\right)}$ $L=\frac{CR^2}{C^2R^2\omega^2+1}-\frac{R_0U_1}{U_0\omega} \quad L=\frac{CR^2}{4C^2R^2\omega^2+1}-\frac{R_0U_3}{2U_0\omega}$

Таким образом, предлагается способ определения параметров трехэлементного резонансного двухполюсника, заключающийся в формировании двух тестовых комплексных напряжений разных частот на входе двухполюсника, которые посредством опорного резистора задают токи через анализируемый двухполюсник. Далее измеряются мнимая и действительная составляющие комплексного напряжения на двухполюснике при равенстве нулю синусной и косинусной составляющих подаваемых напряжений на каждой частоте. Определение параметров проводится на основе схемы замещения двухполюсника по результатам измеренных напряжений без изменения схемы соединения элементов измерительной цепи.

Анализ показывает, что для трехэлементной схемы замещения двухполюсника уравнений для определения параметров четыре. Полученную избыточность можно использовать:

- для снижения погрешности в случае учета неидеальности элементов измерительной цепь (например, неидеальности используемого АП);

• для определения дополнительного параметра при четырехэлементной схеме замещения двухполюсника.

Предложенный способ определения параметров трехэлементного резонансного двухполюсника позволяет определять значения R, L, C элементов как для последовательной, так и последовательно-параллельной схем замещения. Имеющаяся избыточность при определении параметров позволяет повысить точность в случае неидеальности измерительной цепи либо для определения параметров четырехэлементного двухполюсника.

Библиографический список

1. Мартяшин, А. И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин. – Москва : Энергия, 1976. – 392 с.

2. Пат. 1670624 Российская Федерация, G 01 R 27/02. Квазиуравновешенный преобразователь параметров трехэлементных резонансных пассивных двухполюсников / Арбузов В. П. ; опубл. 15.08.1991, Бюл. № 30.

3. Пат. 2260809 Российская Федерация, G 01 R 27/14. Способ определения параметров двухполюсника / Долгов Б. К., Балакин С. В. ; опубл. 20.09.2005.

4. Пат. 1320761 Российская Федерация, кл. G 01 R 17/10. Опубл. 07.11.1988.

А. П. Иванов, Д. О. Трифонов, С. А. Серов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЦЕЛОСТНОСТИ СИГНАЛОВ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Комплекс технических средств и организационных решений по защите информации в телекоммуникационных системах (ТКС), условно подразделяется на четыре составляющие, одной из которых является целостность информации как устойчивость ТКС к разрушающим, имитирующим и искажающим воздействиям и помехам. В составных каналах к их числу относятся искажения комплексной частотной характеристики, вызванные многолучевостью, приводящие во временной области к межсимвольным искажениям.

Так как в ТКС для передачи информации с помощью устройств преобразования сигналов (УПС) по радиоканалам применяются электрические сигналы [1], то на физическом уровне эталонной модели взаимодействия открытых систем под целостностью информации следует рассматривать целостность аналоговых сигналов в полосовом тракте (на входе демодулятора) приемного УПС. Под целостностью сигналов в полосовом тракте УПС [2] предлагается понимать отсутствие искажений сигналов (отклонений сигнала от идеальной формы) в такой степени, в какой это не препятствует безошибочному демодулированию принимаемых сигналов.

Целью работы является исследование алгоритма обеспечения целостности сигналов УПС, рассмотренного в [2], при воздействии на них только многолучевости.

Сущность предлагаемого подхода обеспечения целостности сигналов иллюстрирует рис. 1 и заключается в следующем.

Производится выделение импульсной характеристики канала и фиксация её отсчетов в ОЗУ. В каждой итерации на вход фазового корректора (ФК) с выхода ОЗУ последовательно во времени подается вектор отсчетов импульсной характеристик канала $\overrightarrow{h_{кс}}$, а на вход амплитудного корректора (АК) подается отклик ФК $\overrightarrow{h_{кс-фк}}$.

Рис. 1

Процесс итерационной настройки вектора коэффициентов АК $\overrightarrow{h_{ак}}$ осуществляется согласно матричного разностного уравнения

$$\overrightarrow{h_{ак}}[n] = \overrightarrow{h_{ак}}[n-1] + \overrightarrow{h_0} - \left\{ H_{\text{кс-фк}} \overrightarrow{h_{\text{ак}}}[n-1] \right\}_{\text{ус}}, \qquad (1)$$

где n – номер итерации; $\overrightarrow{h_0}$ – вектор коэффициентов «идеального» полосового фильтра; $\{\cdot\}_{\text{ус}}$ – знак означает, что вектор сигнала в скобках подвергается «усечению»; $H_{\text{кс-фк}}$ – матрица, которая имеет следующий вид

$$H_{\text{кс-фк}} = \begin{pmatrix} h_{кс-фк}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ h_{кс-фк}(1) & h_{кс-фк}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{кс-фк}(2N-1) & h_{кс-фк}(2N-2) & \cdots & h_{кс-фк}(0) \\ 0 & h_{кс-фк}(2N-1) & \cdots & h_{кс-фк}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{кс-фк}(2N-1) \end{pmatrix} \qquad (2)$$

Для исследований устойчивости и динамики предложенного алгоритма [2] необходимо найти решение уравнения (1). Ввиду его нелинейности, обусловленной введением операции «усечение» длины вектора, оно решалось численным методам.

Исследования алгоритма обеспечения целостности сигналов проводились с использованием программного имитатора многолучевого канала [3] с параметрами многолучевости, приведенными в рекомендации ITU-R 520 [4]. На рис. 2 и 3 представлены импульсный отклик многолучевого канала с двумя лучами равной мощности, с относительной задержкой между первым и вторым лучом равной 2 мс и импульсный отклик системы «канал-АК-ФК» после окончания 10 итераций соответственно, а на рис. 4 и 5 соответствующие огибающие спектра на выходе канала и системы «канал-АК-ФК» в ходе итераций.

На рис. 6 показана зависимость изменения отношение амплитуды центрального луча к амплитуде бокового луча $h_{\text{цл}}$:$h_{\text{бл}}$ от числа итераций Q для многолучевого канала с двумя лучами равной мощности, с различными величинами относительной задержкой (в мс) между первым и вторым лучом.

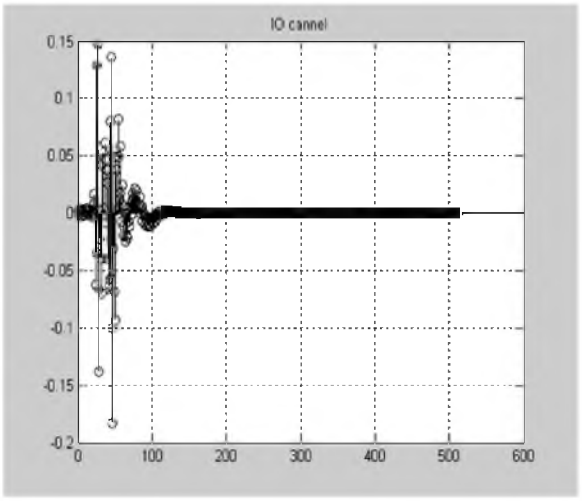


Рис. 2

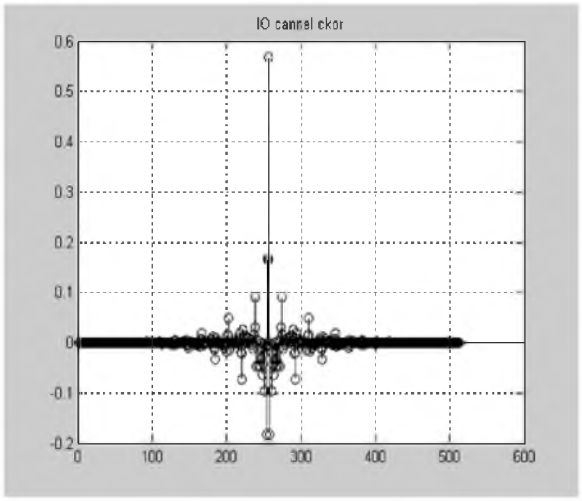


Рис. 3

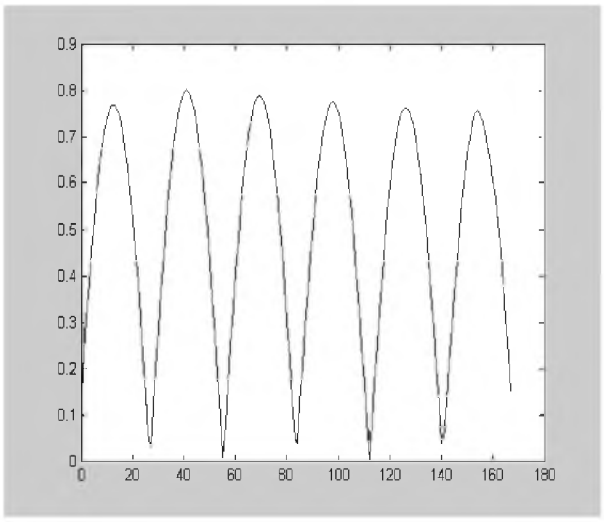


Рис. 4

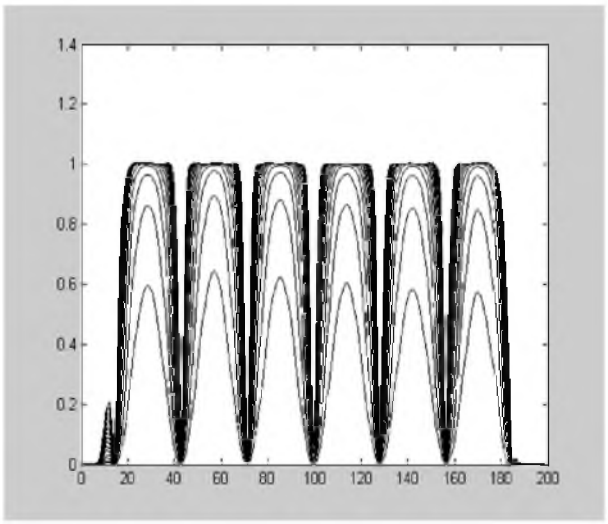


Рис. 5

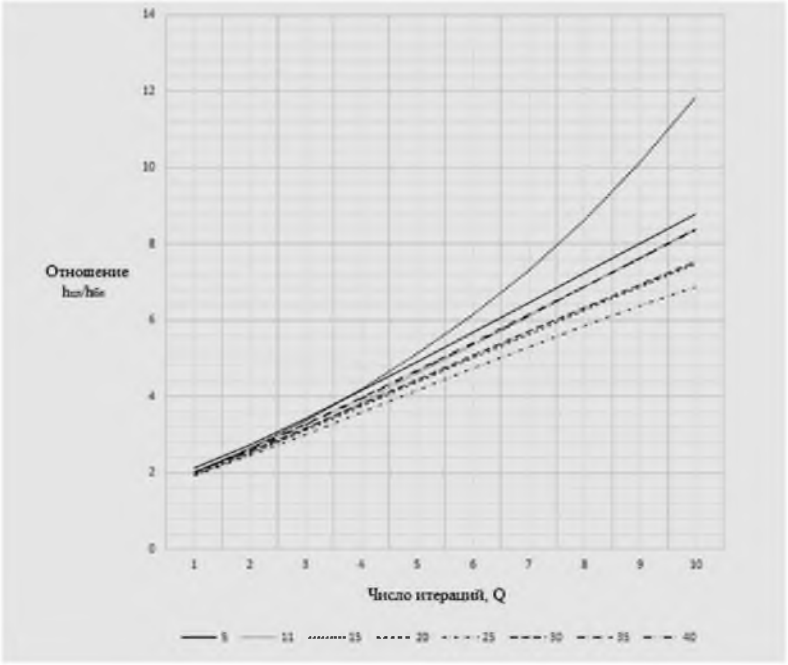


Рис. 6

Проведенные исследования показали, что использование предложенного алгоритма для коррекции многолучевости увеличивает отношение лучей $h_{цл}$:$h_{бл}$ с 2:1 до 6:1 за 10 итераций.

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

– предложенный алгоритм представляет интерес для построения устройств обеспечения целостности сигналов УПС, используемых в системах пакетной радиосвязи при условии, что за время передачи пакета данных частотные характеристики канала изменяются не более чем на 5–15 %;

– данный алгоритм обеспечивает сложение энергий лучей таким образом, что максимум импульсного отклика системы «канал-ФК-АК» находится всегда в одной и то же временной позиции независимо от взаимного положения лучей. Это позволит повысить устойчивость и упростить систему автовыбора луча с максимальной энергией.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 51820–2001. Устройства преобразования сигналов для радиоканалов тональной частоты. Типы, технические характеристики и параметры сопряжения. – Введ. 2002-07-01. – Москва : Изд-во стандартов, 2001. – 12 с.
2. Иванов, А. П. Алгоритм обеспечения целостности сигналов устройств преобразования сигналов на физическом уровне при воздействии линейных искажений / А. П. Иванов, М. С. Тикин // Вестник Пензенского государственного университета. – 2013. – №1. – С. 121–127.
3. Иванов, А. П. Имитатор многолучевого канала связи / А. П. Иванов // Надежность и качество – 2011 : тр. Междунар. симп. : в 2 т. /под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – Т. 1. – С. 299–302.
4. CCIR Recommendation 520-1. Use of High Frequency Ionospheric Simulators. – Geneva, 1992.

А. С. Храмов

Пензенский государственный университет г. Пенза, Россия

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

Структурная схема тензорезистивного датчика давления представлена на рис. 1. Измеряемое давление P с помощью мембранного чувствительного элемента преобразуется в относительную деформацию ε_l. Деформация мембраны воспринимается тензорезистором и преобразуется в относительное изменение сопротивления тензорезистора ε_r, которое в измерительной цепи преобразуется в величину выходного напряжения $U_{вых}$.

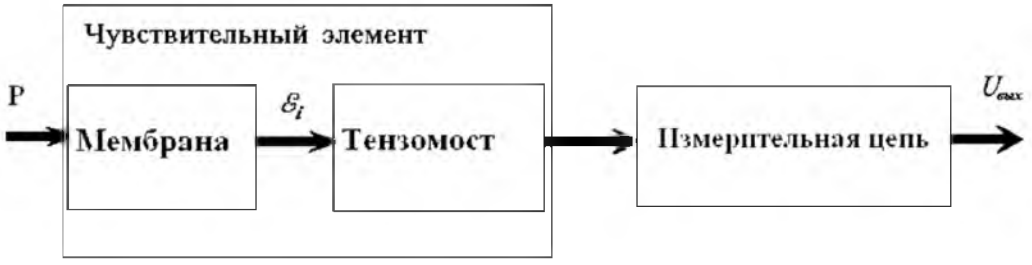


Рис. 1. Структурная схема тензорезистивного датчика давления.

Чувствительный элемент тензорезистивного датчика давления можно представить как твердотельную гетероструктуру с определенной упругой характеристикой [1– 3]. Мембрана с тензосхемой служит для однозначной передачи преобразованной величины давления последующему измерительному преобразователю. Это обусловлено тем, что чувствительный элемент в датчиках для измерения давления электрическими методами никогда не является последним в цепи преобразования измеряемой величины. При осуществлении передачи преобразованной величины давления чувствительный элемент тензорезистивного датчика давления выполняет функцию согласования своей выходной величины с входной характеристикой вторичного преобразователя. Для этой цели тензорезистивный датчик давления имеет в своем составе специальные настроечные и балансировочные элементы [4, 5].

На мембрану методом тонкопленочной технологии нанесены последовательно диэлектрик, тензорезисторы, термокомпенсационный резистор и контактные площадки [6]. В этом случае связь между мембраной и тензорезистором происходит на атомарном уровне, и коэффициент связи между величиной относительной деформации мембраны ε_l и величиной относительного изменения сопротивления тензорезистора ε_r равен единице. Таким образом, чувствительный элемент тонкопленочного тензорезистивного датчика давления полностью выполняет функцию согласования входной и выходной величины, то есть функцию передачи преобразованной в электрический сигнал величины давления вторичному преобразователю.

Электрическая схема тензорезистивного датчика давления изображена на рис. 2.

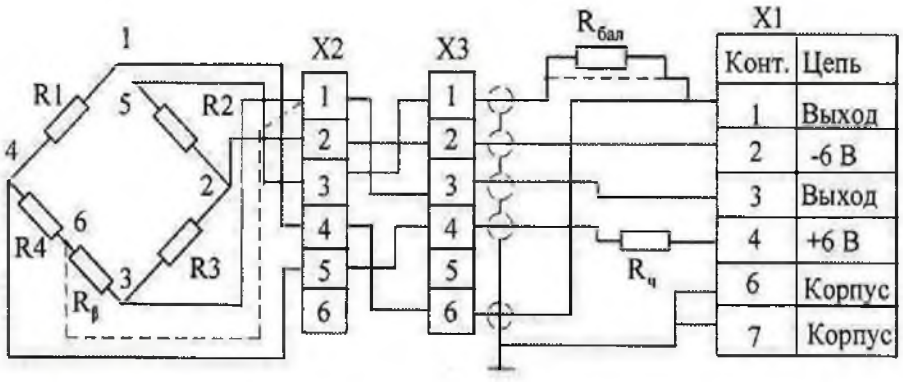


Рис. 2. Электрическая схема датчика

1 – контактная площадка тензорезистора $R1$;

2 – контактная площадка тензорезисторов $R2$ и $R3$;

3 – контактная площадка тензорезистора $R3$ и термокомпенсационного резистора R_β;

4 – контактная площадка тензорезисторов $R1$ и $R4$;

5 – контактная площадка тензорезистора $R2$;

6 – контактная площадка тензорезистора $R4$ и термокомпенсационного резистора R_β;

X1 – внешний разъём датчика; *X2* – контактная колодка ЧЭ;

X3 – металлостеклянный гермопроходник;

$R_{бал}$ – резистор для подгонки начального выходного сигнала датчика;

$R_ч$ – резистор для подгонки чувствительности датчика.

Тензорезисторы $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ соединены в мостовую схему. Термокомпенсационный резистор R_β предназначен для температурной компенсации изменения начального выходного сигнала тензомоста от температуры. Резистор $R_{бал}$ предназначен для подгонки начального выходного сигнала датчика, а резистор $R_ч$ – для подгонки чувствительности датчика.

Библиографический список

1. Тимаков, С. В. Новая технология получения тонкопленочных гетероструктур чувствительных элементов датчиков давления для изделий РКТ / С. В. Тимаков, И. В. Волохов // Микротехнологии в космосе : тез. докл. VIII науч.-техн. конф. с междунар. участием. – Москва, 2010. – С. 39–40.

2. Кузьмичев, А. И. Импульсные магнетронные распылительные системы / А. И. Кузьмичев // Харьковская научная ассамблея ISTFE-14 (г. Харьков, 22–27 апреля 2002 г.). – Харьков, 2002. – Т. 1. – С. 221–241.

3. Кузьмичев, А. И. Применение импульсных режимов при физическом осаждении покрытий в разрядах низкого давления и вакууме / А. И. Кузьмичев // Вопросы атомной науки и техники. Сер.: Вакуум, чистые материалы, сверхпроводники. – 1999. – Вып. 2(10). – С. 29–39.

4. Печерская, Е. А. Методика определения оптимального технологического процесса на примере изготовления тонкопленочных тензорезисторов / Е. А. Печерская, Р. М. Печерская, Д. В. Попченков // Инновационные информационные технологии. – 2013. – Т. 2. – № 2. – С. 339–345.

5. Печерская, Е. А. Систематизация показателей качества высокотемпературных тонкопленочных тензорезисторов / Е. А. Печерская, Д. В. Попченков, В. А. Соловьев // Инновационные информационные технологии. – 2012. – № 1. – С. 302–305.

6. Импульсное напыление в низкотемпературной плазме тонких пленок с наноразмерной периодичностью свойств / А. А. Сердобинцев, А. Г. Веселов, О. А. Кирясова, С. А. Портнов, Д. Н. Браташов // Физика и техника полупроводников. – 2009. – Т. 43, вып. 6. – С. 859–862.

Ж. С. Бигалиева[1], Р. М. Утебаев[1], А. К. Тумабаева[2]

[1]Казахский национальный исследовательский технический университет им. К. И. Сатпаева, г. Алматы, Казахстан

[2]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ РЕКУПЕРАЦИИ ЭНЕРГИИ ПРИ ТОРМОЖЕНИИ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

1. Конструкция и принцип действия системы рекуперативного торможения

Тормозная система электромобиля является частью того же самого, что и традиционный автомобиль. Целью тормозной системы является снижение скорости или остановка транспортного средства. Традиционная тормозная система включает в себя тормозные компоненты и систему управления. Вообще говоря, помимо традиционной тормозной системы, на электромобиль также загружается система рекуперативного торможения. Используя схемы управления приводным двигателем для регенерации энергии для двигателя, кинетическая энергия замедления возвращается в аккумуляторную батарею для завершения всего цикла рекуперативного торможения [5].

На рис. 1 показана конструкция и принцип действия системы рекуперативного торможения. Блок управления рекуперативным торможением выполняет роль центрального регулятора в общей системе управления. Блок управления рекуперативным торможением формально независим, но работает в состоянии взаимной координации с блоком управления двигателем.

Стратегии управления системой рекуперативного торможения электромобиля включают следующие правила [6, 7]:

(1) получить идеальную тормозную силу;

(2) Самое лучшее спасение энергии торможения;
(3) параллельное восстановление энергии торможения;
(4) минимизировать потребление энергии при торможении;
(5) экономии энергии, хранящейся в батарее.

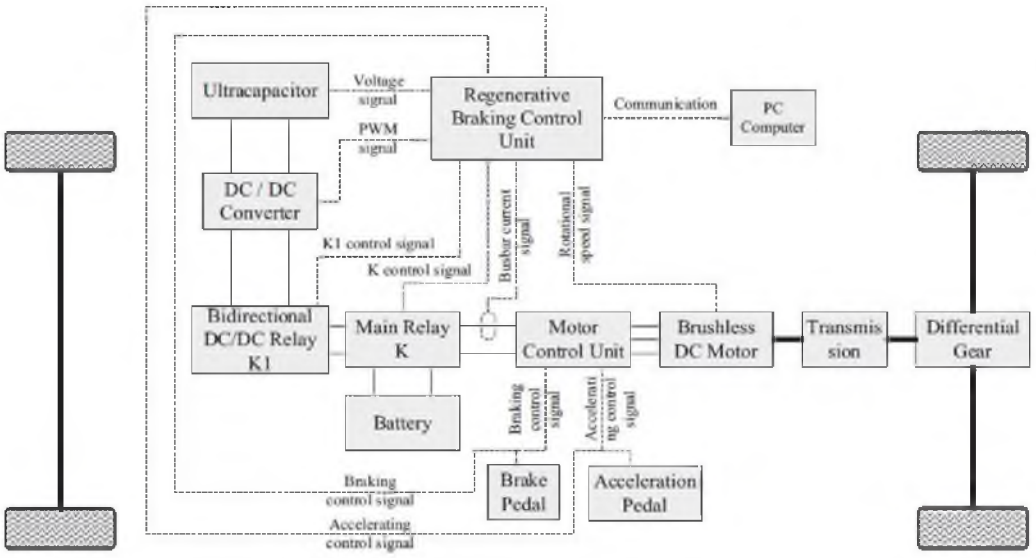


Рис. 1. Структурная схема системы управления рекуперативным торможением [4]

К функциям, реализуемым системой управления рекуперативным торможением, относятся следующие аспекты [4, 8]:
(1) управление переключением главной цепи;
(2) определение намерения водителя;
(3) управление рекуперативным торможением;
(4) посредством связи между системой управления и компьютером сигналы рабочего состояния системы управления рекуперативным торможением отображаются и сохраняются компьютером в режиме реального времени.

На рис. 2 показана динамическая модель транспортного средства. В табл. 1 приведены инструкции по использованию символов, приведенных на рис. 2. Рисунок 3 описывается блок-схема управления передачей сигналов.

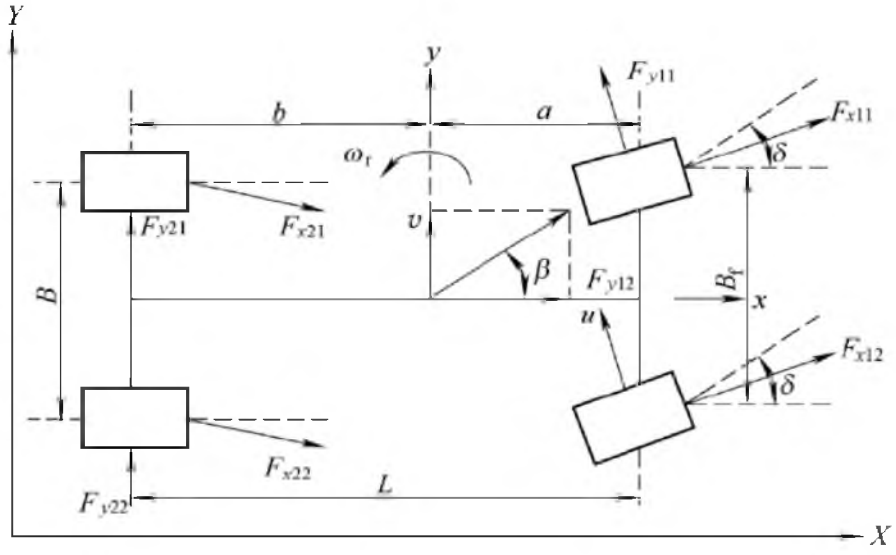


Рис. 2. Модель динамики автомобиля [2]

2. Соотношение распределения между тормозной силой трения и тормозной силой двигателя

Тормозное усилие в тормозной системе электромобиля состоит из двух частей. Частью тормозной силы является сила трения, которая обеспечивается обычной воздушной или гидравлической тормозной системой. Другая часть тормозного усилия – это тормозное усилие рекуперации энергии, создаваемое двигателем. На рис. 3 показана зависимость распределения тормозной силы. Под предпосылкой получения максимальная рекуперация энергии, координирующая отношения распределения между двигателем и механической тормозной системой, является основой стратегии управления торможением электромобиля.

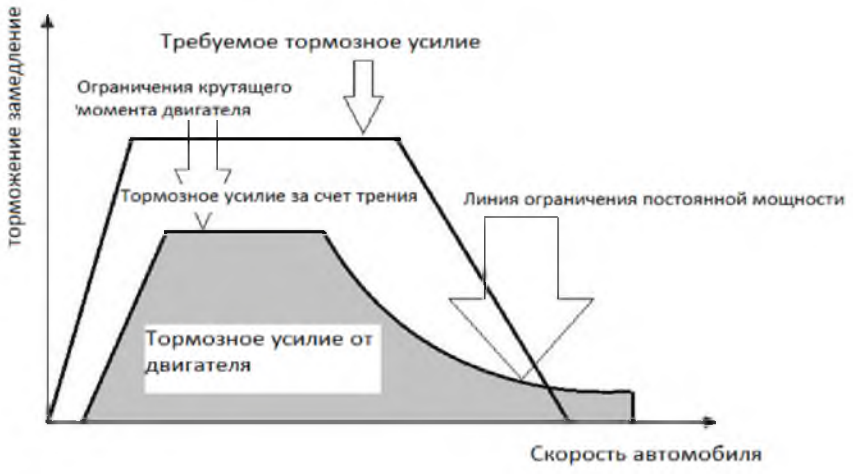


Рис. 3. Принципиальная схема распределения тормозного усилия

Общее тормозное усилие General создается гидравлическим фрикционным тормозным усилием F_f и тормозным усилием двигателя F_m.

$$F_{general} = F_f + F_m. \tag{1}$$

Объявление скорости есть

$$\frac{du}{dt} = \frac{Ff + Fm + Fl}{m}, \tag{2}$$

где F_l – коэффициент торможения для потерь при торможении, а m-качество транспортного средства.

Вообще говоря, процесс торможения транспортного средства можно разделить на три типа следующим образом:

Аварийное торможение. Замедление скорости составляет более 4 м/с^2 в случае аварийного торможения. Нет необходимости восстанавливать энергию при экстренном торможении из-за ограничения времени торможения. Тормозное усилие в основном основано на гидравлическом фрикционном тормозном усилии F_f, а не на тормозном усилии двигателя F_m.

Нормальное торможение. Основное тормозное усилие обеспечивается тормозным усилием двигателя Fm. Только когда мотор не смог обеспечить достаточное тормозное усилие, гидравлическое фрикционное тормозное усилие F_f будет работать. Поэтому система рекуперации энергии может рекуперировать больше энергии при нормальном процессе торможения.

Длительное торможение замедления при спуске с горы. Потребность в тормозном усилии не слишком велика при длительном спуске, замедляющем процесс торможения. Тормозное усилие двигателя F_m может обеспечить достаточное тормозное усилие в этом случае.

Выводы

В данной работе в первую очередь рассматриваются конструкция и принцип работы системы рекуперативного торможения электромобиля. На основе результатов сравнения между обычной тормозной системой и системой рекуперативного торможения электромобиля, распределительные соотношения приведены на диаграммах. Проанализированы как преимущества, так и недостатки системы рекуперативного торможения. Данная работа определяет направление развития системы рекуперативного торможения энергии торможения электромобиля в будущем.

Библиографический список

1. Wikipedia, Battery electric vehicle. – URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Battery_electric_vehicle
2. Zhang Jianlong. Design and Analysis of Electro-mechanical Hybrid Anti-lock Braking System for Hybrid Electric Vehicle Utilizing Motor Regenerative Braking [J] / Zhang Jianlong, Yin Chengliang, and Zhang Jianwu // Chinese Journal of Mechanical Engineering. – 2009. – Vol. 22, № 1. – URL: cjme.springeropeh.com
3. Maliye, S. Regenerative and Anti-Lock braking system in electric vehicles [C] / S. Maliye, P. Satapathy, S. Kumar, K. Mahapatra // IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT). – US, 2014. – P. 1019–1023.
4. Research on motor rotational speed measurement in regenerative braking system of electric vehicle / Chaofeng Pan, Liao Chen, Long Chen, Haobin Jiang, Zhongxing Li, Shaohua Wang // Mechanical Systems and Signal Processing [J]. – 2016. – № 66–67. – P. 829–839.
5. Development of the structure of a multicomponent filter based on the principle of adaptive aggregation of filters / C. A. Alimbayev, O. N. Bodin, K. A. Ozhikenov, E. B. Mukazhanov, Z. N. Alimbayeva // IEEE 12th International Conference on Application of Information and Communication Technologies, AICT 2018 – Proceedings, 2018 conference-paper. – DOI 10.1109/ICAICT. 2018.8747119. – URL: konferencii.ru
6. Gao Yimin. Investigation of the Effectiveness of Regenerative Braking for EV and HEV [J] / Gao Yimin, Chen Liping, Mehrdad Ehsani // SAE. – 1990. – URL: gao.gov
7. Walker, A. M. On Friction Braking Demand with Regenerative Braking [J] / A. M. Walker, M. U. Lamperth, S. Wilkins // SAE. – 2002. – URL: engineering.tamu.edu
8. Tian Feng. Braking Energy Recovery System for Electric Vehicle, Automobile / Tian Feng, Liu Haiyang, Tang Panpan // Automobile Applied Technology. – 2015. – № 2. – P. 47–50.

П. Г. Михайлов[1], Л. Базарбаева[2], Е. Д. Фадеев[3], А. П. Михайлов[4], М. К. Бактыбаев[2]

[1]Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

[2]Казахский национальный исследовательский технический университет им. К. И. Сатпаева, г. Алматы, Казахстан

[3]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

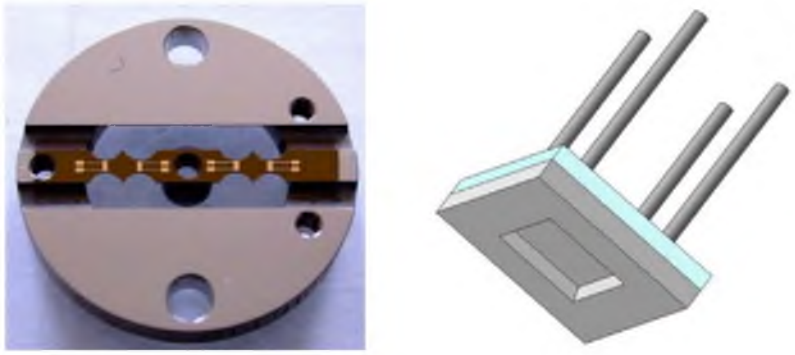
[4]ООО «ПЛК Системы», г. Москва, Россия

ВОПРОСЫ КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТИ КОМПОНЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Рассмотрены вопросы диагностики компонентов преобразователей физических величин (ПФВ), в частности, преобразователей давления (ПД) с позиции удобства и информативности контроля (контролепригодности). Представлены конструкции чувстви-

тельных элементов (ЧЭ) и измерительных модулей (ИМ) основанных на различных принципах преобразования.

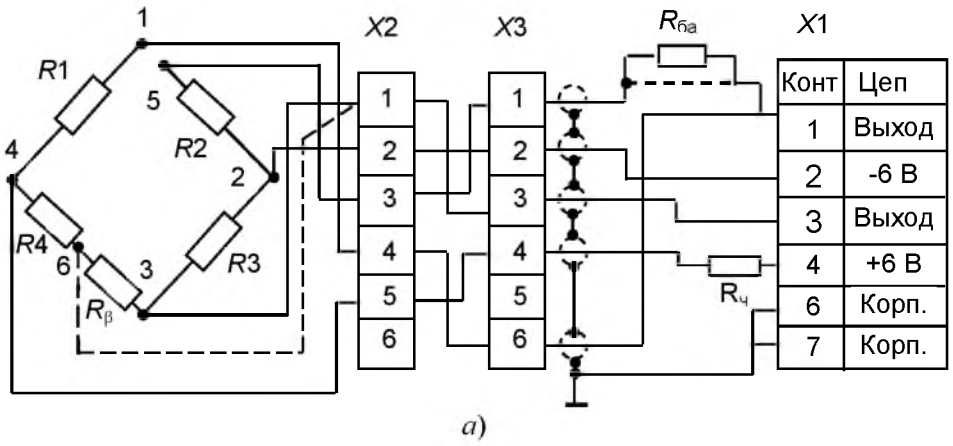
Основными компонентами любого ПФВ является его ЧЭ и ИМ, от которых в большей степени зависят его надежность и метрологические свойства [1–3]. В качестве примера на рис. 1 приведены конструкции ЧЭ и ИМ тензорезисторного (а) и пьезорезисторного (б) ПД [4, 5].



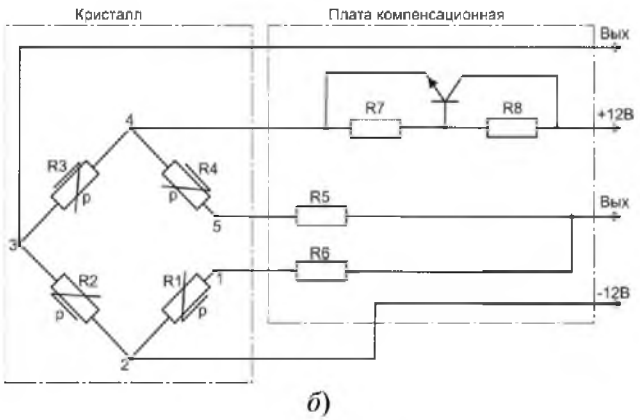
а) *б*)

Рис. 1. Конструкции:
а) ЧЭ металлопленочного ПД; *б*) ИМ полупроводникового ПД

Для выявления возможности контроля работоспособности для существующих ПД, рассмотрим электрические схемы тензорезистивного металлопленочного (рис. 2,*а*) и полупроводникового датчиков давления (рис. 2,*б*) [4, 5].



а)



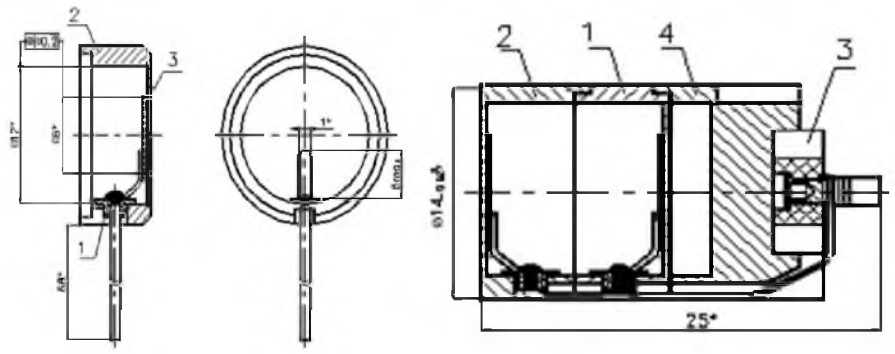
б)

Рис. 2. Принципиальные схемы ДД:
а) тензорезисторного металлопленочного; *б*) пьезорезисторного кремниевого

Из схемы 2 видно, что благодаря наличию отдельных контактных площадок и промежуточных контактных колодок, можно контролировать как отдельные тензорезисторы $R1 \ldots R4$ и термокомпенсационный резистор R_β (колодки $X2$–$X3$), так и входное и выходное сопротивления мостовой схемы (колодка $X1$). Таким образом, данный ПД и его элементы можно считать контролепригодными.

Из рассмотрения схемы рис. 2,*б* можно отметить, что ее контролепригодность меньше, чем у ПД (рис. 2,*а*), так как невозможно измерить отдельные резисторы мостовой схемы, ввиду отсутствия контактные площадок между компенсационной платой и ЧЭ-кристаллом.

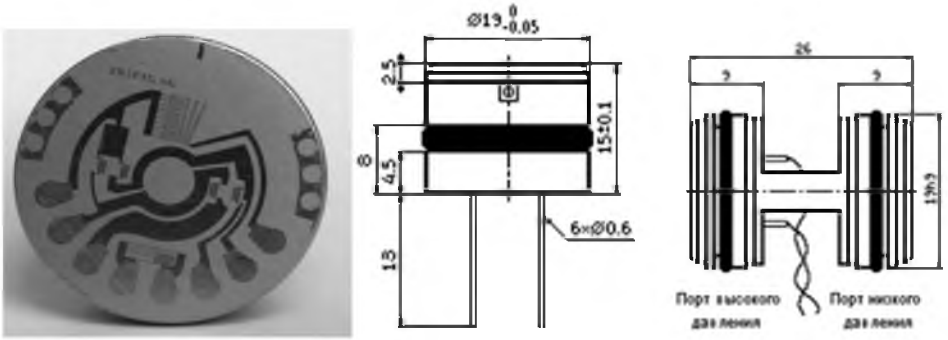
Из пьезоэлектрических ЧЭ и ИМ преобразователей акустических давлений и пульсаций давления можно отметить несколько характерных конструкций (рис. 3) [5, 6].



а) *б*)

Рис. 3. Конструкции компонентов пьезоэлектрического ПД:
а) ЧЭ (1–контактный узел, 2–корпус, 3–пьезоэлемент); *б*) ИМ
(1– виброкомпенсационный ПЭ и 2–рабочий ПЭ, 3–контактная колодка, 4–корпус)

На зарубежном приборном рынке некоторые известные фирмы (*Endevco*, *HBM*, *Kulite*, *Trafag*) [7] предлагают на рынок конструктивно и функционально законченные ИМ тензометрического (металлопленочные) и пьезорезистивного (кремниевые) типов (рис. 4*а*, 4*б*).



а) *б*)

Рис. 4. Конструкции: *а*) тензорезистивного ИМ «Канти Левер» фирмы *Trafag*;
б) пьезорезисторных ИМ: MPM280 абсолютного давления и MDM290
дифференциального давления

При этом ИМ поставляются с гарантированными техническими характеристиками (ТХ). ПД различной конфигурации комплектуются унифицированными ИМ, которые могут изготавливаться на других предприятиях, имеющих необходимую технологиче-

скую базу. Предприятия–поставщики ИМ гарантируют соответствие технических характеристик, заявленных в соответствующей документации [8]. Так ИМ фирмы «*STS*» имеют следующие ТХ:

– диапазон измерения давления (0…0,1 до 0…1000 бар); основная погрешность (± 0,25…0,5 %); температурный диапазон (–25…150 °С); вибрации (более 30 *g* в диапазоне частот 25...2000 Гц); выходной сигнал (25…200 мВ);

Выводы

Анализируя рассмотренные конструкции металлопленочных, пьезоэлектрических и полупроводниковых ЧЭ и ИМ, можно сделать следующие выводы:

1. Для металлопленочных ЧЭ и ИМ:

– в ЧЭ можно проконтролировать номиналы как отдельных тензорезисторов и термокомпенсационного резистора, так и входное и выходное сопротивление мостовой схемы, используя соответствующие контактные площадки расположенные на ЧЭ и колодки расположенные в ИМ;

– используя специальное приспособление, можно производить диагностику ИМ с подачей давления или нагружая мембрану контролируемым механическим усилием;

2. Для пьезоэлектрических ЧЭ и ИМ, можно проводить входной контроль: емкости ПЭ; полярности электродов ПЭ; пьезочувствительности; термочувствительности.

3. Для полупроводниковых ЧЭ и ИМ:

– контроль и диагностика пьезорезисторных структур ЧЭ проводятся групповыми методами как на пластинах, так и на отдельных кристаллах. При этом контролируются: номиналы пьезорезисторов, их разброс, токи утечки, сопротивление изоляции, пробивное напряжение [7].

– в ИМ контролируется входное и выходное сопротивление мостовой схемы, сопротивление между ЧЭ и корпусом, нулевой уровень, чувствительность, температурный дрейф нуля и чувствительности.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 8.673–2009 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Основные термины и определения. – Москва : Изд-во стандартов, 2009.

2. Печерская, Е. А. Методика определения оптимального технологического процесса на примере изготовления тонкопленочных тензорезисторов / Е. А. Печерская, Р. М. Печерская, Д. В. Попченков // Инновационные информационные технологии. – 2013. – Т. 2, № 2. – С. 339–345.

3. Печерская, Е. А. Систематизация показателей качества высокотемпературных тонкопленочных тензорезисторов / Е. А. Печерская, Д. В. Попченков, В. А. Соловьев // Инновационные информационные технологии. – 2012. – № 1. – С. 302–305.

4. Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики: вопросы разработки / П. Г. Михайлов // Микросистемная техника. – 2003. – № 1. – С. 4–7.

5. Датчики теплофизических и механических параметров : справочник : в 2 т. / под ред. Е. Е. Багдатьева, Я. В. Малкова. – Москва : ИПРЖР, 1998. – Т. 1. – 123 с.

6. Джексон, Р. Г. Новейшие датчики : справочник / Р. Г. Джексон. – Москва : Техносфера, 2007. – 380 с.

7. Микроэлектроника и прецизионные датчики. Обзор фирмы Honeywell. – URL: http://www.favorit.ru/files/catalog/Honeywell/Honeywellmicroelectronicsoverview

8. Андреев, К. А. Анализ конструкций зарубежных прототипов датчиков давления / К. А. Андреев, Ю. Н. Тиняков, С. А. Милешин // Наука и образование : электрон. науч.-техн. изд. – 2011. – № 9. – URL: http://technomag.edu.ru/doc/219081.html

9. Пилипенко, В. А. Физические измерения в микроэлектронике / В. А. Пилипенко, В. Н. Пономарь, В. А. Горушко, А. А. Солонинко. – Минск : БГУ, 2003. – 171 с.

Е. А. Аксёнова[1], О. В. Ермилина[2]

[1]Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

[2]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОДАЧИ ЭЛЕКТРОДА ЭЛЕКТРОЭРОЗИОННОГО СТАНКА

Электроэрозионная обработка (ЭЭО) широко применяется для изготовления сложно-профильных деталей из трудно обрабатываемых токопроводящих материалов в том числе: отверстий различной формы, фасонных полостей, профильных канавок и пазов в деталях из твердых сплавов, для упрочнения инструмента, для электропечатания, шлифования, резки и др.

Экспериментально установлено [1], что при электроэрозионной обработке максимальная производительность процесса достигается, когда электрическая мощность, выделяемая в межэлектродном зазоре (МЭЗ) максимальна.

На рис. 1 показаны экспериментальные зависимости величины средней мощности, выделяемой в межэлектродном промежутке, от величины этого промежутка и скважности импульсов $q = \frac{T}{t_и}$, где T и $t_и$ – период и длительность электроискровых импульсов.

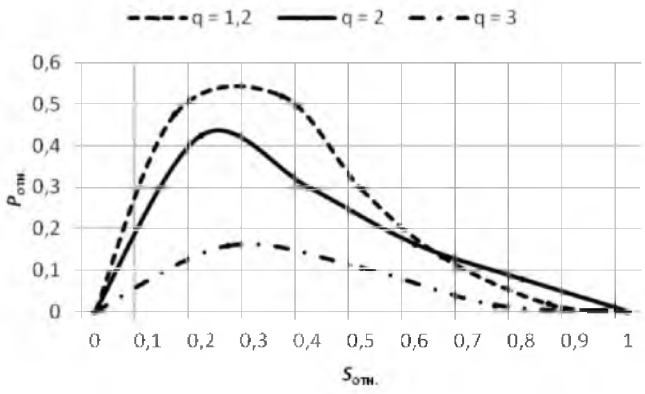


Рис. 1. График зависимостей мощности от величины межэлектродного зазора

Зависимость объёмной интенсивности съёма связки от средней мощности, выделяемой в межэлектродном промежутке, представлена на рис. 2.

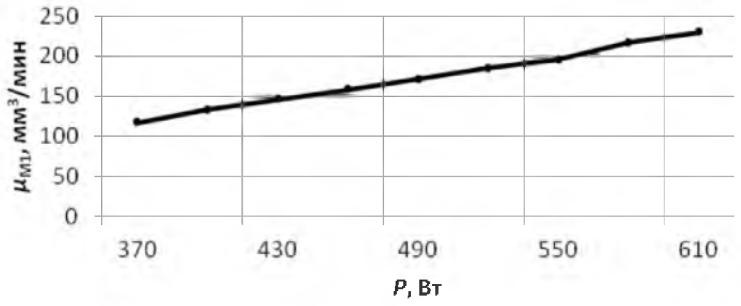


Рис. 2. График зависимости производительности от средней мощности, выделяемой в МЭЗ

Анализ представленных зависимостей показывает [1-3], что для достижения максимальной производительности необходимо процесс электроэрозионного профилирования проводить при максимальной мощности, выделяемой в межэлектродном зазоре (МЭЗ). Оптимизация режима профилирования возможна в так называемых экстремальных схемах регулирования МЭЗ.

На рис. 3 представлена блок-схема автоматического регулятора подачи ЭИ.

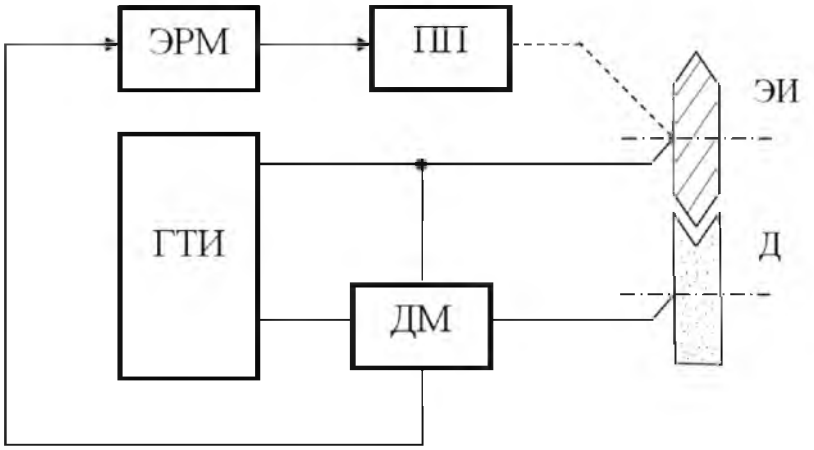


Рис. 3. Схема регулятора подачи ЭИ:
ЭРМ – экстремальный регулятор мощности; ПП – привод подачи;
ЭИ – электрод-инструмент; Д – деталь; ДМ – датчик мощности;
ГТИ – генератор технологических импульсов

На рисунке приняты следующие обозначения: ГИ – генератор импульсов; ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; ИМ – исполнительный механизм; ЛУ – логическое устройство.

Импульсное напряжение от ГИ поступает на сопротивление МЭЗ. Сигнал управления по току снимается с балластного сопротивления R датчиков тока (ДТ), а сигнал по напряжению, снимаемый с МЭП – датчиком напряжения (ДН). Далее сигналы с датчиков преобразуются и подаются на логическое устройство (ЛУ). В качестве логического устройства можно использовать интегратор или реверсивный счётчик. На суммирующий вход интегратора необходимо подать импульсы с выхода датчика напряжения, а на вычитающий – импульсы с датчика тока. При уменьшении МЭЗ увеличивается вероятность возникновения кротких замыканий и пропадания импульсов датчика напряжения, напряжение на интеграторе будет уменьшаться, уменьшая тем самым скорость подачи электрода ЭИ. При увеличении МЭЗ возрастает вероятность возникновения режимов холостого хода что приводит к увеличению скорости подачи.

Проведено моделирование работы САР подачи на математической модели [4]. Simulink – модель САР подачи показана на рис. 4. Результаты моделирования представлены на рис. 5. В качестве регулятора возьмем экстремальный регулятор, основанный на шаговом методе поиска экстремума, который будет использовать дискретный метод получения оценки величины производной.

Шаговые экстремальные регуляторы открывают широкие возможности улучшения динамических свойств систем. Подбирая определенным образом период регулирования и скважность импульсов, можно снизить до минимума амплитуду автоколебаний системы при значительной инерционности объекта управления. В результате моделирования получены результирующие осциллограммы расходуемой мощности, межэлектродного зазора, потребляемого тока и напряжения представлены на рис. 5.

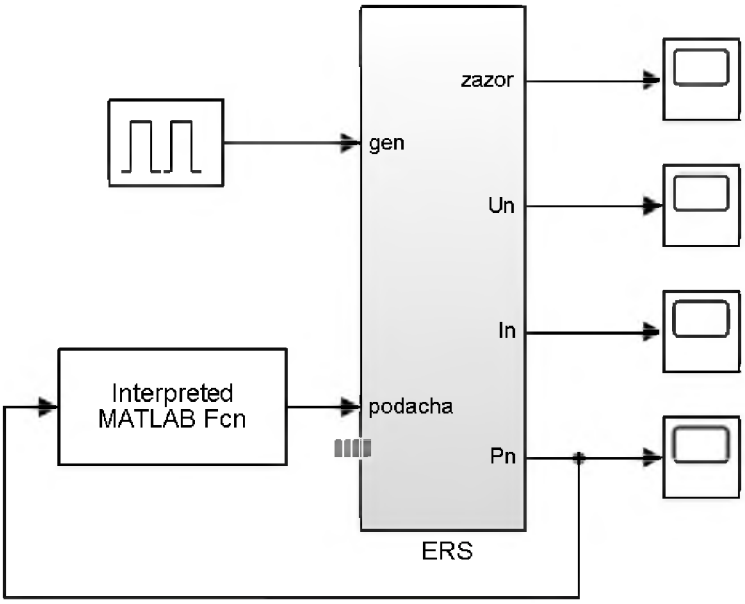


Рис. 4. САР подачи электрода

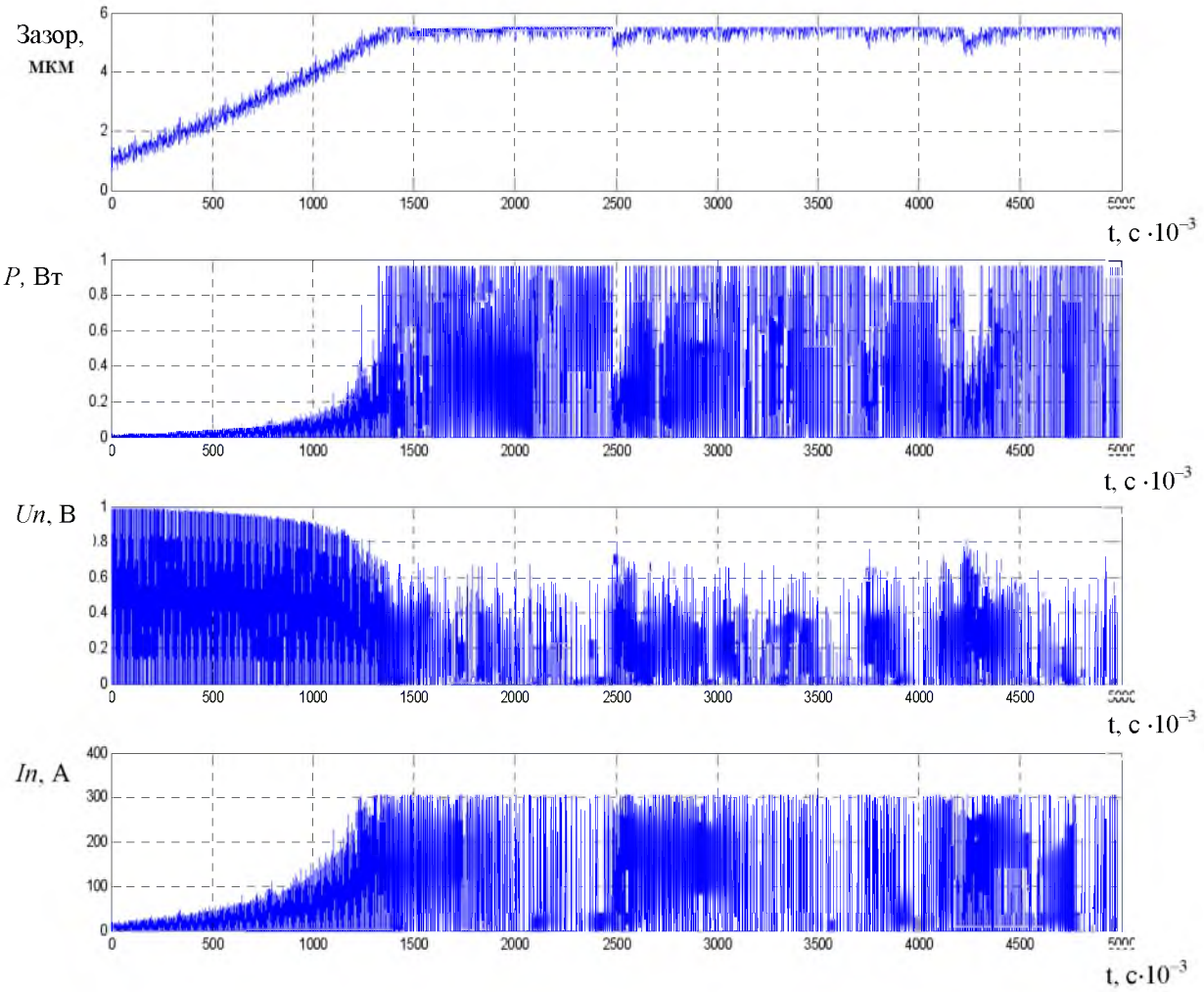


Рис. 5. Изменение межэлектродного зазора, нормированные импульсы напряжения и тока, выделяемая мощность в зазоре

Преимуществом данного алгоритма управления является простота и сходимость. На данном примере показано, что выбор максимальной мощности в межэлектродном зазоре позволяет избежать неблагоприятных режимов работы: холостой ход и короткое замыкание. За счет этого повышается производительность самого процесса, однако, стоит отметить, что процесс электроэрозионной обработки носит стохастический характер, что при выборе оптимального управления, влечет за собой необходимость применения методов фильтрации или специально разработанных помехазащищенных алгоритмов.

Библиографический список

1. Елисеев, Ю. С. Электроэрозионная обработка изделий авиационно-космической техники / Ю. С. Елисеев, Б. П. Саушкин ; под ред. Б. П. Саушкина. – Москва : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. – 437 с.

2. Иоффе, В. Ф. Автоматизированные электроэрозионные станки / В. Ф. Иоффе, М. В. Коренблюм, В. А. Шавырин. – Ленинград : Машиностроение, 1984. – 227 с.

3. Авдеева, О. В. Программное управление автоматизированной установкой для глубинного электроэрозионного профилирования шлифовальных кругов / О. В. Авдеева, А. Д. Семенов, А. С. Никиткин // Новые промышленные технологии. – 2011. – № 6. – С. 5–8.

4. Авдеева, О. В. Моделирование системы автоматического регулирования межэлектродного зазора при электроэрозионном профилировании алмазных кругов / О. В. Авдеева, А. Д. Семенов, А. С. Никиткин // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – С. 290–294.

А. Д. Семенов[1], Нгуен Куанг Тхыонг[2]

[1]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

[2]Государственный университет управления, г. Москва, Россия

НИЗКОЧАСТОТНАЯ SVD-ФИЛЬТРАЦИЯ

Введение. При экспериментальных исследованиях динамических систем широко используются методы анализа временных рядов, генерируемых такими системами. В анализе временных рядов выделяются две основные задачи: задача идентификации и задача прогноза [1, 2]. Решение этих традиционными методами статистического и спектрального анализа имеет определённые не всегда выполняемые ограничения гипотез стационарности и эргодичности временного ряда.

Эти ограничения частично исключаются с использованием методов нелинейной динамики включающими в себя сингулярный спектральный анализ (SSA), и локальную аппроксимация (LA); а также их сочетание SSA–LA.

Метод «Гусеница»-SSA. Этот метод [1] используется при исследования временных рядов для прогнозирования [3], выделения трендовых и периодических составляющих [4]. Данный метод можно использовать и для нелинейной фильтрации сигналов как это предлагается в [5, 6].

Для такой фильтрации в соответствии с методом необходимо:

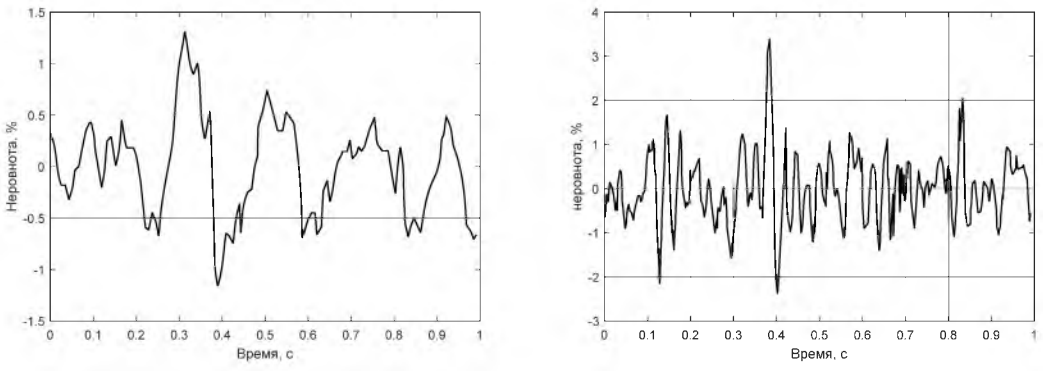
1. Из временного ряда $X=\left[x_0,,x_1,\ldots x_{N-1}\right]$ сформировать траекторную матрицу $\mathbf{X}=\begin{pmatrix} x_0 & x_1 & \cdots & x_{K-1} \\ x_1 & x_2 & \cdots & x_k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1} & x_L & \cdots & x_{N-1} \end{pmatrix}$ размером $L\times K$, где L – длина окна, составленная из отрезков временного ряда содержащего N членов, $K=N-L+1$ – число векторов вложения входящих в траекторную матрицу

2. Провести сингулярное разложение (SVD – разложение) полученной траекторной матрицы **X**. Для этого необходимо вычислить собственные числа (λ_1, λ_{12}, … λ_L) матрицы $\mathbf{S}=\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathbf{T}}$ и две унитарные матрицы **U** и **V**, состоящие из левых и правых сингулярных векторов матрицы **S** соответственно. Тогда $\mathbf{X}=\sum_{i=1}^{L}\mathbf{X}_i$, где $\mathbf{X}_i=\sqrt{\lambda_i}\mathbf{U}_i V_i^T$.

3. Выполнить диагональное усреднение матриц $\mathbf{X}_i$ и получить усреднённые временные ряды Y_i такие, что исходный рад $X=\sum_{i=1}^{K}Y_i$.

В соответствии с изложенной процедурой метода «Гусеница»-SSA исходная постановка задачи SVD-фильтрации заключается в двух трудно формализуемых процедурах: в выборе длины окна L и выборе ограниченного количества усреднённых временных рядов Y_i для формирования отфильтрованного сигнала

Параметрическая идентификации технологической системы. В качестве примера рассмотрим процесс вытяжки волокнистого продукта, задаваемый следующей схемой (рис. 1).



а) *б*)

Рис. 1. Осциллограммы изменения неровноты плотности входного и выходного сигналов.

Передаточная функция такого процесса задается выражением

$$W(p)=\frac{V_{вх}\left(1-T_{вх}p\right)}{V_{вых}\left(1+T_{вых}p\right)}, \qquad (1)$$

где $T_{вх}=\frac{K}{\rho V_{вх}}$, $T_{вых}=\frac{K}{\rho V_{вых}}$ – входная и выходная постоянные времени, ρ – коэффициент учитывающий свойства вытягиваемого продукта.

Теоретические расчеты показывают, что при отношении $E = \frac{V_{вых}}{V_{ex}} = 4$ передаточная функция примет следующий вид

$$W(p) = \frac{0,25(1-0,4p)}{V_{вых}(1+0,1p)}.$$

На рис. 1 приведены временные ряды изменения неровноты плотности входного (а) и выходного (б) сигналов.

Анализ осциллограмм показывает, что выходной сигнал сильно зашумлён высокочастотной помехой. Это приводит к тому, что параметрическая идентификация, проведённая непосредственно по приведённым осциллограммам, дает неприемлемую ошибку идентификации, превышающую 100 %.

Низкочастотная фильтрация выходного сигнала снижает ошибку идентификации в насколько раз до 20 – 40%,

Для повышения точности идентификации была использована низкочастотная SVD – фильтрация сигнала с параметрами: длина вложения L = 344, отфильтрованный сигнал выбирала равным первому члену усреднённого временного ряда Y_1. После этого операция SVD – повторялась еще один раз.

На рис. 2 приведены результаты идентификации проведенные с помощью приложения ident MATLAB

Рис. 2. Результаты параметрической идентификации

Заключение

В результате эмпирического подпора параметров метода «Гусеница»-SSA для фильтрации исходного временного ряда в несколько раз повышена точность параметрической идентификации передаточной функции процесса вытягивания волокнистого продукта.

Библиографический список

1. Печерская, Е. А. Методы и средства исследования активных диэлектриков для наноиндустрии: системный подход : монография / Е. А. Печерская. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2008. – 129 с.

2. Печерская, Е. А. Методики принятия решений как составная часть интеллектуальной системы поддержки исследований материалов функциональной электроники / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко, В. А. Соловьев // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2011. – № 1. – С. 229–231.

3. Голяндина, Н. Э. Метод «Гусеница»-SSA: анализ временных рядов : учеб. пособие / Н. Э. Голяндина. – Санкт-Петербург : ВВМ, 2004 . – 76 с.

4. Ефимов, В. М. Анализ и прогноз временных рядов методом главных компонент / В. М. Ефимов, Ю. К. Галактионов, Н. Ф. Шушпанова. – Новосибирск : Наука, 1988. – 70 с.

5. Александров, Ф. И. Автоматизация выделения трендовых и периодических составляющих временного ряда в рамках метода «Гусеница»-SSA / Ф. И. Александров, Н. Э. Голяндина // EXPONENTA PRO. – 2004. – № 3-4 (7-8). – С. 54– 61.

6. Щербаков, М. А. Нелинейная SVD-фильтрация цифровых изображений / М. А. Щербаков, В. В. Сазонов // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий : Междунар. науч.-практ. конф. (Россия, г. Сочи, 1–10 октября 2014 г.). – Москва : Изд-во НИУ ВШЭ, 2014. – С. 483–486.

Р. Т. Сайфуллин, А. В. Бочкарев

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АНАЛИТИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ В БАЗИСЕ ФУНКЦИЙ ЧЕБЫШЕВА – ЭРМИТА

Совершенствование вычислительных технологий обработки измерительной информации для сигналов сложной формы связано с развитием прикладных математических методов, с внедрением новых программно-алгоритмических средств обработки данных. Актуальной проблемой является разработка теоретических и прикладных подходов, которые позволяют синтезировать компактные и быстрые вычислительные алгоритмы оценки полезного сигнала, направленные на реализацию всех потенциальных возможностей аналитических приборов [1, 2].

Для математического описания выходного сигнала аналитического прибора $f(x)$ в работах [3, 4] авторами предлагается использовать проекционную схему кодирования-декодирования данных, основанную на разложении сигнала в ряд по функциям Чебышева-Эрмита [5–7].

Функции Чебышева-Эрмита определяются следующим образом:

$$\varphi_n(x) = \frac{1}{\alpha_n} \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} \cdot H_n(x), \qquad (1)$$

где $\alpha_n = \sqrt{2^n n! \sqrt{\pi}}$ – нормирующая константа;

$H_n(x)$ – полином Эрмита степени n:

$$H_n(x) = n! \sum_{l=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{(-1)^l}{l!(n-2l)!} (2x)^{n-2l},$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – целая часть.

Представление сигнала $f(x)$ с помощью N+1 функций разложения (алгоритм кодирования) заключается в нахождении коэффициентов c_n. В силу локализации функций Чебышева-Эрмита нахождение данных коэффициентов можно свести к формуле:

$$c_n = \int_{-\tau_n}^{\tau_n} f(x)\cdot\varphi_n(x)dx, \quad n = 0,1,\ldots,N. \tag{2}$$

Алгоритм декодирования с помощью N+1 коэффициентов разложения выражается формулой:

$$\hat{f}(x) = \sum_{n=0}^{N} c_n \cdot \varphi_n(x). \tag{3}$$

Формируя различные базисы перехода от коэффициентов разложения (2) к различным характеристикам, можно получить универсальный аппарат для быстрого получения различных преобразований исходного сигнала (вычисление производных сигнала, его вейвлет-преобразования и т.д.).

Продифференцируем k раз n-ю базисную функцию (1):

$$\frac{d^k\varphi_n(x)}{dx^k} = \frac{1}{\alpha_n}\cdot\frac{d^k H_n(x)\cdot e^{-\frac{x^2}{2}}}{dx^k}, \tag{4}$$

Применяя правило Лейбница к (4) получим:

$$\frac{d^k\varphi_n(x)}{dx^k} = \frac{1}{\alpha_n}\cdot\sum_{m=0}^{k}\left[\frac{k!}{m!(k-m)!}\frac{d^{k-m}H_n(x)}{dx^{k-m}}\cdot\frac{d^m e^{-\frac{x^2}{2}}}{dx^m}\right], \tag{5}$$

где

$$\frac{d^{k-m}H_n(x)}{dx^{k-m}} = 2nH_{n-k+m}(x), \quad \frac{d^m e^{-\frac{x^2}{2}}}{dx^m} = (-1)^m\cdot He_m(x)\cdot e^{-\frac{x^2}{2}}, \tag{5}$$

причем $He_m(x)$ – полиномы Эрмита следующего вида:

$$He_m(x) = m!\sum_{j=0}^{\lfloor m/2\rfloor}\frac{(-1)^j}{j!(m-2j)!}\frac{x^{m-2j}}{2^j}.$$

Подставим (5) в (4):

$$\frac{d^k\varphi_n(x)}{dx^k} = \frac{2n\cdot n!}{\alpha^n}e^{-\frac{x^2}{2}}\sum_{m=0}^{k}\left\{\frac{k!(-1)^m}{m!(k-m)!}H_{n-k+m}(x)He_m(x)\right\}, \tag{6}$$

и получим производную k-го порядка n-й функции Чебышева-Эрмита, которая может быть использована для формирования базиса в задаче восстановления k-й сглаженной производной исходного сигнала по рассчитанным заранее коэффициентам разложения в базисе Чебышева-Эрмита.

При использовании производной m-го порядка функции Гаусса в качестве анализирующего вейвлета, вейвлет-преобразование n-й базисной функции имеет вид:

$$W_{m,\varphi_n}(a,b)=\frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{\infty}\varphi_n\left(\frac{x-x_0}{\gamma}\right)\cdot g_m\left(\frac{x-b}{a}\right)dx, \tag{7}$$

где

$$g_m\left(\frac{x-b}{a}\right)=(-1)^{m+1}\frac{d^m e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-b}{a}\right)^2}}{d\left(\frac{x-b}{a}\right)^m}.$$

x_0 – величина сдвига функции Чебышева-Эрмита; γ – коэффициент масштаба функции Чебышева-Эрмита.

В результате интегрирования (7), опустив промежуточные преобразования, получим:

$$W_{m,\varphi_n}(a,b)=\frac{-e^{\frac{(x_0-b)^2}{2d^2}}}{\alpha_n\sqrt{a}}m!n!\cdot H_{m,\varphi_n}(I). \tag{8}$$

где

$$d=\sqrt{a^2+\gamma^2},$$

$$H_{m,\varphi_n}(t)=\sum_{k=0}^{n/2}\left\langle\lambda_k^n\cdot\left(\frac{2}{\gamma}\right)^{n-2k}\cdot\sum_{i=0}^{n-2k}\left\{(-1)^i\cdot C_{n-2k}^i\cdot\gamma^{2i}\cdot p^i\times\right.\right.$$

$$\left.\left.\times\sum_{j=0}^{m/2}\left[\lambda_j^m\left(\frac{1}{a}\right)^{m-2j}\left(\frac{1}{2}\right)^j\sum_{l=0}^{m-2j}\left(C_{m-2j}^l\cdot I_h\cdot a^{2l}\cdot p^l\right)\right]\right\}\right\rangle,$$

причем

$$h=n-2k-i+m-2j-l,$$

$$p=\frac{x_0-b}{d^2},$$

$$I_h=\begin{cases}\dfrac{\sqrt{2\pi}(a\gamma)^{h+1}\cdot(h-1)!!}{d^{h+1}}, h \bmod 2=0.\\ 0, h \bmod 2=1.\end{cases}$$

Выражение (8) используется для формирования базиса перехода от коэффициентов разложения сигнала в базисе функций Чебышева-Эрмита к вейвлет-коэффициентам, где в качестве анализирующего вейвлета используется производная функции Гаусса m-го порядка.

Таким образом, вычислив для сигнала аналитического прибора $f(x)$ коэффициенты разложения c_n по (2) возможно сразу перейти к его производной k-го порядка:

$$\widehat{\left(\frac{d^k f(x)}{dx^k}\right)}=\sum_{n=0}^{N}c_n\cdot\frac{d^k\varphi_n(x)}{dx^k},$$

где $\frac{d^k \varphi_n(x)}{dx^k}$ определяется по выражению (6), либо вейвлет-преобразованию m-го порядка:

$$\widehat{W}_m(a,b) = \sum_{n=0}^{N} c_n \cdot W_{m,\varphi_n}(a,b),$$

где $W_{m,\varphi_n}(a,b)$ – по выражению (8).

Данный подход открывает широкие возможности к синтезу быстрых вычислительных алгоритмов для преобразования сигналов аналитических приборов, в частности: разделение совмещенных сигналов, коррекция аппаратной функции аналитического прибора, повышение разрешающей способности анализатора алгоритмическими методами и т.д.

Библиографический список

1. Русинов, Л. А. Автоматизация аналитических систем определения состава и качества веществ / Л. А. Русинов. – Л. : Химия, 1984. – 158 с.
2. Гуревич, А. Л. Автоматический хроматографический анализ / А. Л. Гуревич, Л. А. Русинов, Н. А. Сягаев. – Л. : Химия, 1980. – 192 с.
3. Сайфуллин, Р. Т. Иерархическое кодирование при обработке сигналов аналитических приборов / Р. Т. Сайфуллин, А. В. Бочкарев // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XXI Междунар. конф. (г. Самара, Самарский научный центр РАН, ИПУ СС РАН). – Самара, 2019. – Т. 1. – С. 467–470.
4. Сайфуллин, Р. Т. Использование функций Чебышева – Эрмита в обработке сигналов аналитических приборов / Р. Т. Сайфуллин, А. В. Бочкарев // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2019. – № 1 (61). – С. 68–81.
5. Martens, J. B. The Hermite transform – applications / J. B. Martens // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1990. – Vol. 38, № 9. – P. 1607–1618.
6. Нейросетевой анализ и сопоставление частотно-временных векторов на основе кратковременного спектрального представления и адаптивного преобразования Эрмита / Ю. М. Баяковский, А. О. Жирков, Д. Н. Корчагин, А. С. Крылов, А. С. Лукин // Препринты ИПМ им. М. В. Келдыша. – Москва, 2001. – 336 с.
7. Балакин, Д. А. Построение ортогонального банка фильтров на основе преобразований Эрмита для обработки сигналов / Д. А. Балакин, В. В. Штыков // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 9. – С. 1–15.

В. Ф. Дурманова, А. О. Крылов

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЗАГАЗОВАННОСТИ В УГОЛЬНЫХ ШАХТАХ

Введение

Добыча угля под землей представляет собой достаточно сложный, трудоемкий и связанный с огромным риском для жизни процесс, он требует непосредственного участия человека.

В большинстве эксплуатируемых угольных шахт в настоящее время присутствует потенциально взрывоопасная среда. Это обусловлено наличием метана и взвешенной угольной пыли, а также одновременным присутствием источников воспламенения (нагретые тела, электрические искры, очаги самовозгорания угля, искры при трении и т.п.) [1–5].

Таким образом, при аварийных ситуациях, которые обусловлены газодинамическими явлениями, а также нарушениями правил безопасности, возможен взрыв с последующими негативными и трагическими последствиями.

Нижний предел взрываемости метана составляет 4,4 %, угольной пыли 10–25 г/м^3 и зависит от дисперсности (наиболее взрывоопасна пыль, состоящая из частиц размером 0,1–0,06 мм), содержания летучих веществ, влажности и зольности [6].

Присутствие метана повышает степень взрывчатости пыли, например при 2 % CH_4 предел взрывоопасного содержания угольной пыли снижается до 10 г/м^3, а при 3 % до 5 г/м^3. В связи с повышенной взрывоопасностью метанопылевоздушных смесей контроль за содержанием метана и угольной пыли в рудничной атмосфере – первостепенная задача аэрогазового контроля на угольных шахтах [7].

Значимость разработки интеллектуальной системы контроля загазованности в угольных шахтахобусловлена высокой степенью аварийности и производственного травматизма на ныне действующих угольных предприятиях [8].

Системы контроля загазованности на действующих угольных шахтах недостаточно эффективны: отсутствует заблаговременное обнаружение и устранение таких аварий, как взрывы и пожары, на самой ранней стадии их возникновения и развития, а также отсутствует прогнозирование возникновения и развития аварийных ситуаций.

Основная часть

Шахта – это производственное предприятие, выполняющее добычу полезных ископаемых под поверхностью земли. Конструкция угольной шахты представляет собой целый комплекс наземных и подземных построек, которые оборудованы специальными механизмами и машинами для разработки и транспортировки каменного угля [9].

Основой угольной шахты при ее устройстве считается ее подземная часть.

Подземная часть угольной шахты представляет собой:

• угольный пласт или лаву, так называют место, где непосредственно добывается каменный уголь, при этом глубина залегания угольного пласта во многом определяет саму структуру подземной части шахты;

• стволы, так называют вертикальные проходы под землю, которые связывают непосредственное место разработки каменного угля с поверхностью земли; они бывают как основные, так и вспомогательные; по стволам вниз и вверх двигаются клети и скипы, которыми доставляют уголь и людей, а также вентиляционные установки нагнетают воздух под землю по специальным воздуховодам;

• бремсберги, так называют специальные наклонные подземные туннели, по ним осуществляют перевозку вагонеток с горной породой из нижних этажей шахты на верхние этажи; в угольной шахте прокладывают основные, вспомогательные, панельные и промежуточные бремсберги;

• штреки, так называют горизонтальные подземные туннели для разработки угля, которые не имеют выхода на поверхность земли; они бывают откаточные и конвейерные, уголь по ним перевозят к шахтному стволу;

• система вентиляции воздуха – это система специальных трубопроводов и отверстий, по которым под землю подают атмосферный воздух, тем самым обеспечивают нормальные условия труда шахтеров под землей.

Схема угольной шахты в разрезе представлена на рис. 1 и 2.

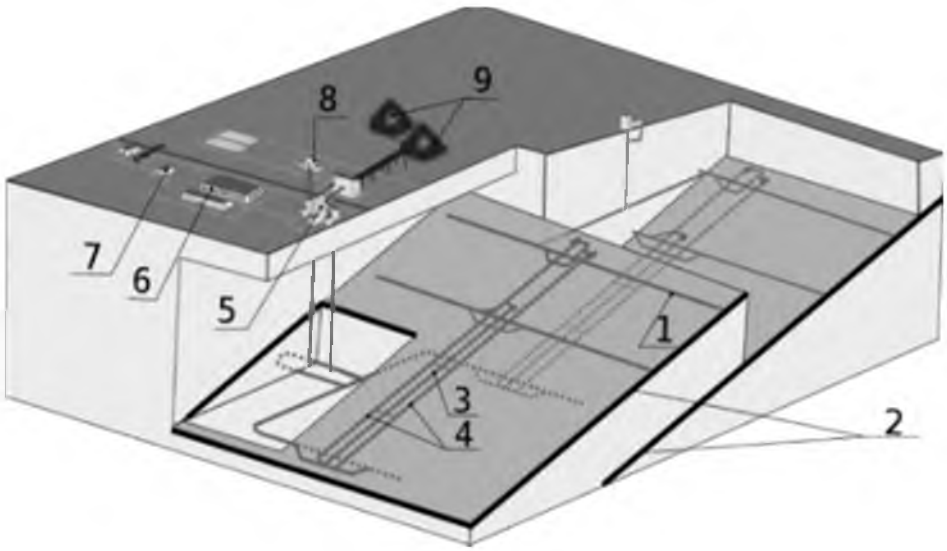


Рис. 1. Угольная шахта в разрезе:
1 – штреки; 2 – угольный пласт; 3 – бремсберг;
4 – ходки; 5 – надшахтные здания стволов;
6 – административно-бытовой комбинат; 7 – склад;
8 –породный бункер; 9 – террикон

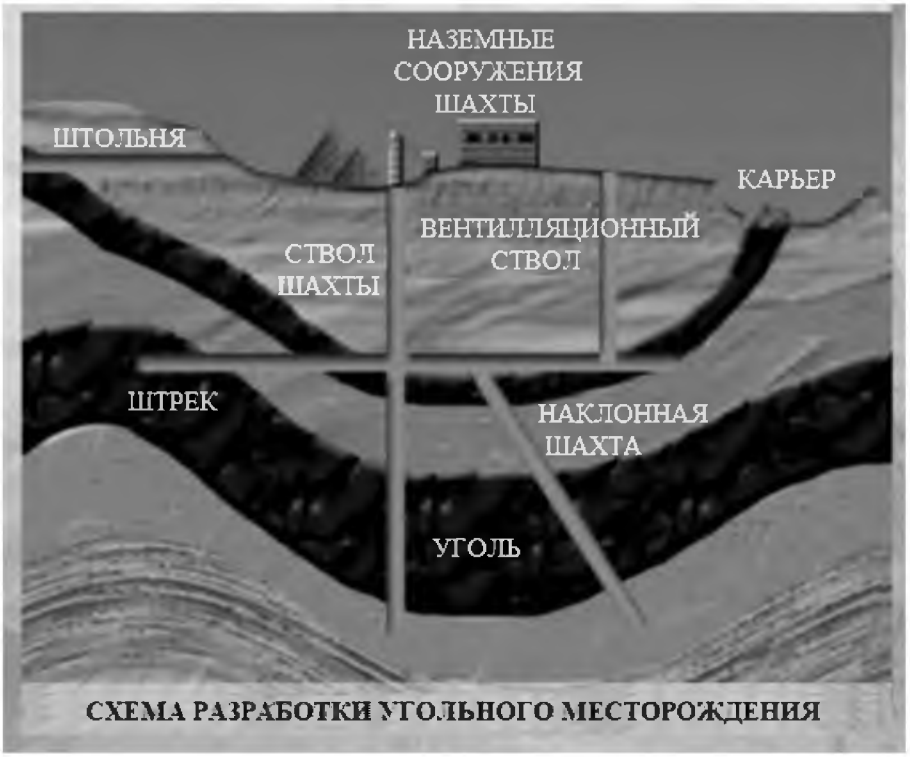


Рис. 2. Добыча угля подземным способом

В Российской Федерации в настоящее время внедрены и используются стационарные автоматические системы мониторинга состояния шахтной среды [10–15], представленные в табл. 1.

На рис. 3 и рис. 4 представлена многоуровневая структура системы «Микон III» [16].

Таблица 1

Системы мониторинга состояния шахтной среды

Наименование системы	Страна, производитель	Место установки (шахта/район)
«Гранч МИС»	Россия, ООО НПФ «Гранч», г. Новосибирск	«Распадская», г. Междуреченск, Кузбасс
«Микон»	Россия, ООО «Ингортех», г. Екатеринбург	На многих шахтах Кузбасса и Воркутинского угольного бассейна
АКМР-М	Россия, ПО «Аналитприбор», г. Смоленск	«Егозовская», г. Ленинск-Кузнецкий; «Осинниковская», ОУК «Южкузбассуголь»
«Мопагс»	Великобритания, «Transmitton»	«Распадская», г. Междуреченск; «им. С. М. Кирова» и «Комсомолец», г. Ленинск-Кузнецкий; «Чертинская», г. Белов
«DavisDerby»	Великобритания	
«Siemens» (функционирует только контроль энергопотребления)	Германия	«Воргашорская», г. Воркута

Рис. 3. Система «МиконIII»

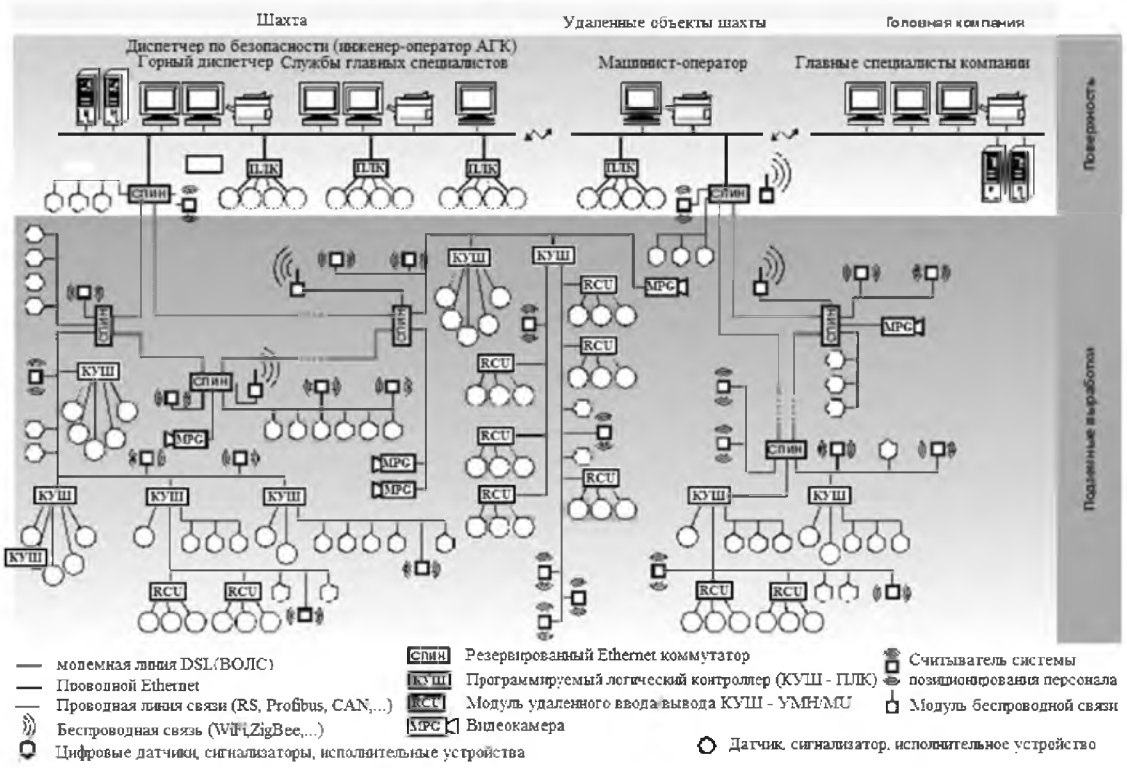


Рис. 4. Структура системы «Микон III»

Достоинства существующих систем контроля загазованности:

• обеспечивают аэрогазовый контроль (содержание CH_4, CO, скорость воздушных потоков) в местах установки датчиков в горных выработках шахты;

• обеспечивают автоматическую газовую защиту (отключение электроэнергии и прекращение работ при превышении допустимых норм содержания CH_4);

• обеспечивают автоматический контроль и управление работой главных вентиляторных установок;

• обеспечивают автоматический контроль и управление работой вентиляторов местного проветривания (ВМП) подготовительных забоев;

• обеспечивают автоматический контроль положения дверей вентиляционных шлюзов;

• обеспечивают телесигнализацию и телеизмерение состава и параметров рудничной атмосферы (концентрация CH_4, CO, скорость воздушных потоков в горных выработках и трубопроводах ВМП);

• обеспечивают возможность телеуправления оборудованием, поддержания безопасного аэрогазового режима горных выработках.

Управление существующими системами контроля загазованности воздуха в шахтах осуществляется с помощью оператора аэрогазового контроля и горного диспетчера. Вся информация со стационарных датчиков поступает на их автоматизированные пульты управления.

Однако, несмотря на наличие систем аэрогазового контроля на шахтах России, имеют место случаи взрывов метана, что свидетельствует прежде всего о нарушениях Правил Безопасности и в какой-то степени о несовершенстве существующих систем аэрогазового контроля.

К недостаткам существующих систем аэрогазового контроля относятся:

• ограниченность количества точек контроля метана в лаве, не позволяющая иметь информацию о распределении концентраций CH_4 по всему объекту контроля, осо-

бенно остро это сказывается с увеличением протяженности очистного забоя и повышением нагрузок на него, характерных для современных технологий выемки угля;

• невозможность с помощью только стационарных датчиков метана обеспечить быстродействие АГЗ $\leq 0{,}8$ с, регламентированное нормативными документами на случай быстропротекающих процессов образования взрывоопасных концентраций CH_4 при внезапных выбросах угля и газа, горных ударах и других масштабных газодинамических явлениях;

• незащищенность от «несанкционированного вмешательства» в работу термокаталитических датчиков метана.

Несовершенство существующих систем аэрогазового контроля предлагается устранить с помощью дополнительного использования информационно-измерительной системы контроля загазованности воздуха в шахтах, основанной на использовании подвижного автономного робота на программируемом микроконтроллере, с установленными на нем датчиками газа и пыли. Робот передвигается по светлой платформе, размещенной внутри перфорированного трубопровода, по предварительно нанесенной черной линии и определяет концентрацию метана в окружающей среде. В случае превышения концентрацией газа допустимых значений – срабатывает звуковая сигнализация и информация поступает на автоматизированный пульт управления.

Для передвижения робота по трубе применяются электродвигатели, которые относятся к классу «взрывозащищенные» [17].

Трубопровод изготовлен из взрывобезопасного и негорючего материала.

Структурная схема подвижного автономного робота представлена на рис. 5.

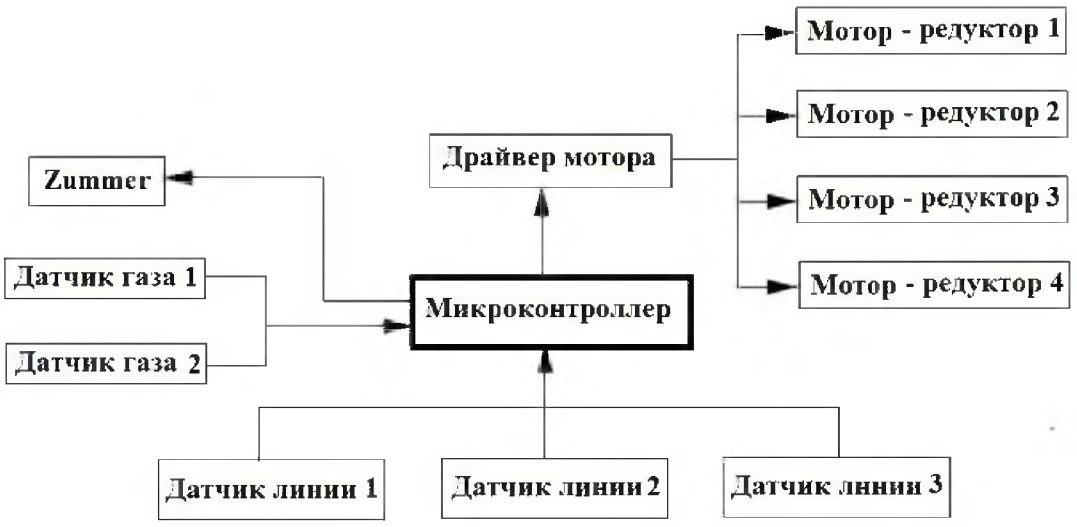


Рис. 5. Структурная схема подвижного автономного робота

Использование предлагаемой передвижной информационно-измерительной системы системы контроля загазованности позволяет иметь информацию о распределении концентраций CH_4 по всему объекту контроля между стационарными датчиками, особенно при увеличенной протяженности очистного забоя, позволяет увеличить быстродействие реагирования на аварийный выброс метана, а также обеспечивает защиту газовых датчиков от несанкционированного вмешательства.

Заключение

Для снижения аварийности в угольных шахтах необходимо повышать эффективность работы существующих и вновь разрабатываемых систем контроля загазованности горных выработок угольных шахт за счет исключения отмеченных недостатков.

Данная тема приобретает особую актуальность в связи с подпрограммой «Современные средства индивидуальной защиты и системы жизнеобеспечения подземного персонала угольных шахт» в составе Государственной программы Российской Федерации «Развитие промышленности и повышение ее конкурентоспособности на период до 2020 года».

Библиографический список

1. Айруни, А. Т. Взрывоопасность угольных шахт / А. Т. Айруни, Ф. С. Клебанов, О. В. Смирнов. – Москва : Горное дело : ООО «Киммерийский центр», 2011. – 264 с.
2. Большинский, М. И. Газодинамические явления в шахтах / М. И. Большинский, Б. А. Лысико А. А. Каплюхин. – Севастополь : Вебер, 2003. – 284 с.
3. Кабанов, Е. И. Оценка риска взрывов метана на угольных шахтах России / Е. И. Кабанов // Проблемы недропользования : сб. науч. тр. Междунар. форума-конкурса молодых ученых (г. Санкт-Петербург, 19–21 апреля 2017 г.). – Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский горный ун-т, 2017. – Ч. II. – С. 31.
4. Коршунов, Г. И. Исследование факторов риска взрывов метана и пыли в угольных шахтах на основе анализа статистических данных / Г. И. Коршунов, Е. И. Кабанов // Горное дело в XXI веке: технологии, наука, образование : сб. тез. Междунар. науч.-практ. конф. (г. Санкт-Петербург, 18–20 октября 2017 г.). – Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский горный ун-т, 2017. – С. 104–105.
5. Костеренко, В. Н. Факторы, оказывающие влияние на возникновение взрывов газа метана и угольной пыли в шахтах / В. Н. Костеренко, А. Н. Тимченко // Горный информационно-аналитический бюллетень. – 2011. – № 7. – С. 368–377.
6. Пучков, Л. А. Динамика метана в выработанных пространствах угольных шахт / Л. А. Пучков, Н. О. Каледина. – Москва : МСМУ, 1995. – 313 с.
7. Васючков, Ю. Ф. Горное дело / Ю. Ф. Васючков. – Москва : Недра, 1990. – 298 с.
8. Килячков, А. П. Горное дело / А. П. Килячков, А. В. Брайцев. – Москва : Недра, 1989. – 422 с.
9. Угольная база России. – Москва : ООО «Геоинформцентр», 2002. – 484 с.
10. Червяков, А. Е. Мониторинг и оперативное прогнозирование аэрогазового режима на очистных участках угольных шахт / А. Е. Червяков. – Новокузнецк : СибГИУ, 2008. – С. 30–34.
11. Айруни, А. Т. Теория и практика борьбы с рудничными газами на больших глубинах / А. Т. Айруни. – Москва : Недра, 1981. – 335 с.
12. Бабенко, А. Г. Анализ основ построения многофункциональных систем безопасности угольных шахт / А. Г. Бабенко // Безопасность труда в промышленности. – 2013. – № 3. – С. 40–47.
13. Гражданкин, А. И. Анализ опасностей и оценка риска крупных аварий в нефтегазовой и угольной промышленности : дис. … д-ра техн. наук: 05.26.03. Научно-технический центр исследований проблем промышленной безопасности / Гражданкин А. И. – Москва, 2016. – 340 с.
14. Об утверждении Федеральных норм и правил в области промышленной безопасности. «Инструкция по контролю состава рудничного воздуха, определению газообильности и установлению категорий шахт по метану и/или диоксиду углерода» : приказ Ростехнадзора № 704 от 06.12. 2012 (с изм. на 8 августа 2017 г.) // Техэксперт. – URL: http://docs.cntd.ru/ (дата обращения: 07.10.2019).
15. Об утверждении Федеральных норм и правил в области промышленной безопасности. «Правила безопасности в угольных шахтах» : приказ Ростехнадзора № 550 от 19.11.2013 (с изм. на 8 августа 2017 г.) // Техэксперт. – URL: http://docs.cntd.ru/ (дата обращения: 06.10.2019).
16. Система газоаналитическая шахтная многофункциональная «МИКОН» // ГРСИ. – 2014. – № 57267-14.
17. Официальный сайт ООО «Ингортех» 2007. – URL: http://www.ingortech.ru/ (дата обращения: 05.10.2019).
18. Ярославкина, Е. Е. Автоматизированный стенд приемо-сдаточных испытаний погружных электродвигателей / Е. Е. Ярославкина, В. В. Муратова, Д. А. Мельникова // Электротехнические и информационные комплексы и системы. УГНГТУ. – 2019. – Т. 15, № 1. – 106–111 с.

Р. И. Воробей, О. К. Гусев, А. Л. Жарин, К. В. Пантелеев, А. И. Свистун, А. К. Тявловский, К. Л. Тявловский, Л. И. Шадурская

Белорусский национальный технический университет,
г. Минск, Республика Беларусь

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ФОТОПРИЕМНИКИ ДЛЯ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВ С ГЛУБОКИМИ ПРИМЕСНЫМИ УРОВНЯМИ

Оптические методы диагностики [1] обеспечивают неразрушающий характер контроля, дистанционны, применимы для определения разнородных характеристик изделия – от его геометрических размеров до химического состава, применяются и для контроля технологических и физических процессов. Применение методов оптической диагностики наиболее целесообразно в противоположных случаях: когда необходимо исключить влияние средств измерения на объект контроля, или в случае, когда сам объект контроля представляет опасность для измерительной аппаратуры и оператора. Сущность оптических методов контроля сводится к регистрации абсолютной и относительной интенсивностей спектральных линий, полуширины, формы контуров спектральных линий и т.п. Каждому из методов, в зависимости от свойств объекта контроля среды передачи, должна соответствовать своя совокупность свойств источника и приемника излучения, а характеристики системы оптической диагностики в целом определяются свойствами узлов измерительной системы, которые непосредственно взаимодействуют с объектом контроля [2]. Это источники оптического излучения и фотоприёмники измерительных преобразователей.

Датчик измерительного преобразователя системы оптической диагностики может быть образован совокупностью одного или нескольких конструктивно объединенных чувствительных элементов, размещенных в зоне действия нескольких физических величин, и формирующих соответствующие измерительные сигналы посредством преобразовательных (передаточных) функций [3]. При этом, многофункциональность датчика, включая внешнее или внутреннее управление диапазонами измерения, часто реализуется при изменении режимов и параметров питания и электрического смещения на управляющих электродах фотоэлектрического преобразователя ФЭП (рис. 1). Изменение режимов работы и питания многофункционального ФЭП производится микроконтроллером (МК) измерительного преобразователя (ИП). Формирование сигналов управления может производиться или только под действием программы, или в зависимости от сигналов датчиков состояния окружающей среды и внутренних узлов измерительного преобразователя, и в зависимости от внешних управляющих сигналов, поступающих через интерфейс. Выходным сигналом измерительного преобразователя является совокупность значений измерительного сигнала D, содержащая информацию о значимых параметрах образа S^* входного оптического сигнала S. Функциональностью и параметрами ФЭП можно управлять выбором структуры и материала основного полупроводника, технологией изготовления, режимами питания и смещения, дополнительным оптическим излучением [3–5].

В основе предлагаемых для построения измерительных преобразователей систем оптической диагностики многофункциональных ФЭП с управляемыми характеристиками лежит физическая интеграция процессов внутри объема чувствительного элемента, построенного на базе полупроводника с низкой концентрацией глубокой примеси [5, 6], формирующей в запрещенной зоне несколько энергетических уровней для разных зарядовых состояний, с поверхностно-барьерной или резистивной структурой (рис. 2).

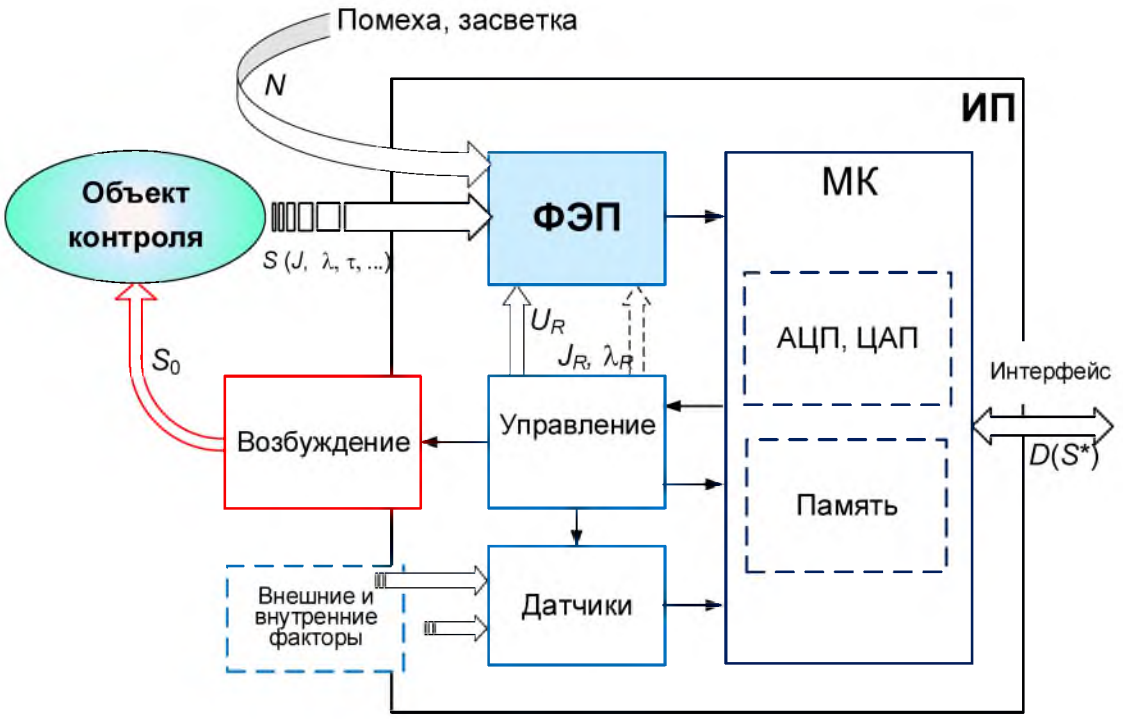
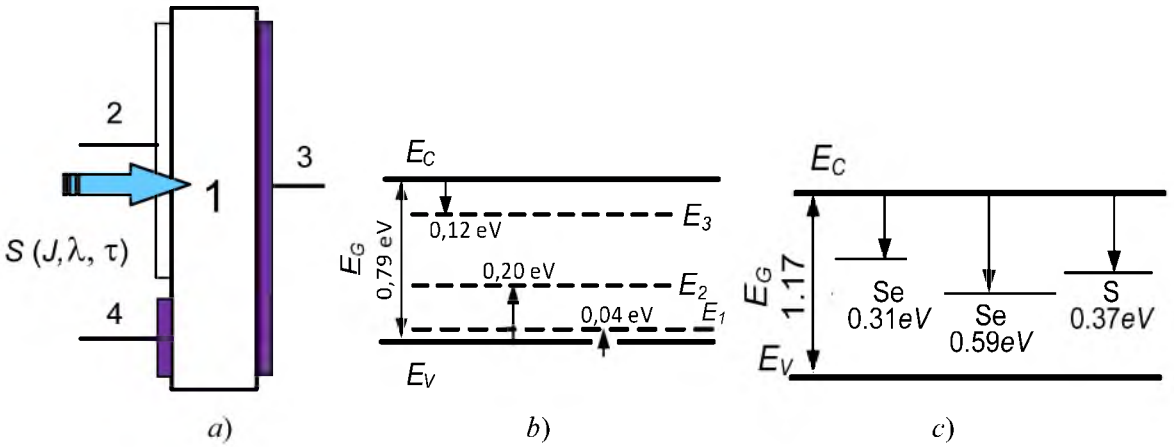


Рис. 1. Измерительный преобразователь системы оптической диагностики



a) *b*) *c*)

Рис. 2. Конструкция ФЭП (*a*) и энергетические диаграммы собственного полупроводника: (*b*) Ge, легированного Pt (E1, E2, E3 – энергетические уровни платины в зарядовых состояниях (−2, −1), (−3, −2), (–1, 0) eV) и энергетические уровни примесей Se и S в кремнии (*c*)

Формирование требуемой совокупности функциональных возможностей ФЭП и диапазонов преобразования оптического излучения реализуется путем использования механизмов управления зарядовым состоянием [6–8] глубоких примесных центров (рис. 2,*b*,*c*). Конструкция функционального ФЭП на основе собственного полупроводника, слаболегированного глубокой примесью весьма проста – это комбинация фоторезистивных структур и барьеров Шоттки, причем ряд функциональных характеристик реализуется при использовании встречного включения барьеров. Однако относительная сложность физических процессов при перезарядке энергетических уровней многозарядной глубокой примеси дополнительным оптическим или электрическим воздействием (рис. 1, 3) позволяет реализовать многофункциональность фотоэлектрического преобразователя (рис. 3, 4) при простой конструкции чувствительного элемента [2, 6, 9–10].

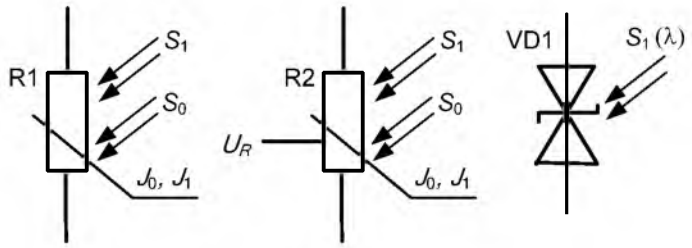


Рис. 3. Приборные структуры ФЭП на основе полупроводников с глубокими многозарядными примесями (S_1 – сигнал, S_0 – управляющее воздействие)

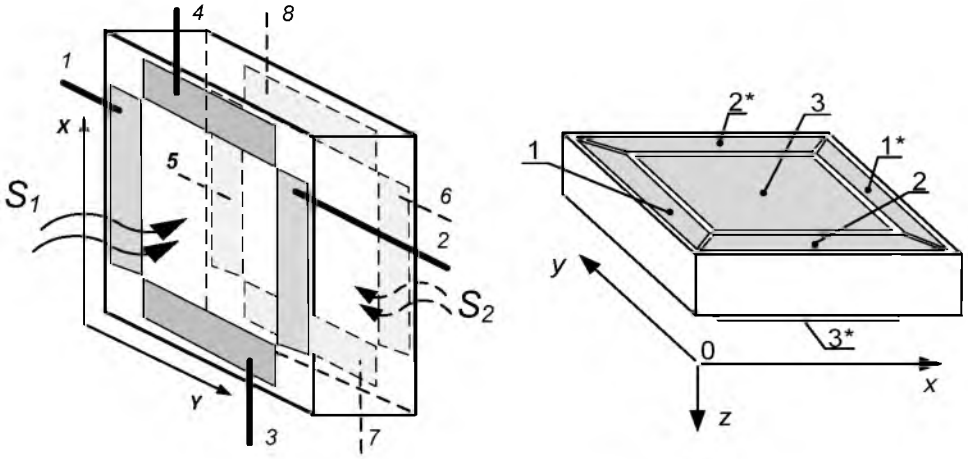


Рис. 4. Оптико-электронный компаратор и структура трёх-координатного позиционно-чувствительного фотодетектора на базе одноэлементного ФЭП со встречно включенными барьерами Шоттки

Фотоэлектрические одноэлементные преобразователи характеризуются расширенными функциональными характеристиками и увеличенным диапазоном энергетической характеристики (на несколько десятков децибел), с возможностью переключения между поддиапазонами энергетической и спектральной характеристик чувствительности под действием как измерительного сигнала, так и дополнительных управляющих воздействий (оптического, электрического, механического и др.). При переходе от одного поддиапазона к другому, вследствие задействования различных энергетических переходов, изменяется и вид спектральной характеристики чувствительности такого ФЭП. При этом диапазон спектральной чувствительности ФЭП перекрывает значения ближнего и среднего ИК излучения (1,2 мкм – 10 мкм), а положение «красной» границы чувствительности может смещаться на величину до нескольких (2–4) мкм.

В качестве основного материала резистивной или барьерной структуры фотоприемника могут использоваться германий, кремний, полупроводниковые соединения типа A_3B_5, и другие материалы, в том числе совместимые с «не кремниевыми» технологиями [4] и структурами на сапфировых подложках.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 53696–2009 Российская Федерация. Контроль неразрушающий. Методы оптические. Термины и определения.

2. Измерительные преобразователи систем оптической диагностики с многофункциональными одноэлементными фотоприемниками / Р. И. Воробей, О. К. Гусев, А. И. Свистун, А. К. Тявловский, К. Л. Тявловский // Приборы и методы измерений. – 2018. – Т. 9, № 3. – С. 215–226.

3. Филачев, А. М. Фотоприемники в оптико-электронных приборах и системах / А. М. Филачев, И. И. Таубкин, М. А. Тришенков. – Москва : Физматкнига, 2016. – 104 с.

4. Масол, И. В. Информационные нанотехнологии / И. В. Масол, В. И. Осинский, О. Т. Сергеев. – Киев : Макрос, 2011. – 560 с.

5. Гусев, О. К. Проектирование и управление метрологическими характеристиками фотоэлектрических преобразователей на основе полупроводников с многозарядными примесями / О. К. Гусев, А. И. Свистун, Л. И. Шадурская, Н. В. Яржембицкая // Датчики и системы. – 2011. – № 1. – С. 19–23.

6. Photoelectric semiconductor converters with a large dynamic range / R. I. Vorobey, O. K. Gusev, A. K. Tyavlovsky, K. L. Tyavlovsky, A. I. Svistun, L. I. Shadurskaya, N. V. Yarzhembitskaya, K. Kierczynski // Przeglad electrotechniczny. – 2014. – № 5. – P. 5–78.

7. Глинчук, К. Д. Рекомбинационные характеристики германия и кремния, используемых в полупроводниковом приборостроении / К. Д. Глинчук, Н. М. Литовченко, Е. Г. Миселюк // Полупроводниковая техника и микроэлектроника. – 1978. – № 21. – С. 3–22.

8. Яшин, А. Н. Применимость упрощенной модели Шокли – Рида – Холла для полупроводников с различными типами дефектов / А. Н. Яшин // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 39, № 11. – С. 1331–1338.

9. Фотоприемники на основе собственных полупроводников для построения измерительных преобразователей / О. К. Гусев, К. Л. Тявловский, Р. И. Воробей, А. И. Свистун, Л. И. Шадурская // Метрология и приборостроение. – 2017. – № 2. – С. 34–42.

10. Позиционно-чувствительный трехкоординатный фотоприемник / Р. И. Воробей, О. К. Гусев, Т. Колтунович, А. И. Свистун, К. Л. Тявловский, Л. И. Шадурская // Приборостроение : материалы 12-й Междунар. науч.-техн. конф. (г. Минск, Белорус. нац. техн. ун-т). – Минск, 2019. – С. 61–63.

Р. И. Воробей, О. К. Гусев, А. Л. Жарин, В. А. Микитевич, К. В. Пантелеев, А. И. Свистун, А. К. Тявловский, К. Л. Тявловский

Белорусский национальный технический университет, г. Минск, Республика Беларусь

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ ДЛЯ СКАНИРУЮЩЕЙ ЗОНДОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕТРИИ

Методы сканирующей зондовой электрометрии, находят широкое применение как при решении научно-исследовательских, так и прикладных задач при оценке состояния поверхностей металлов, сплавов, полупроводников и диэлектриков [1–4], в том числе для изделий микро- и нанотехнологии. Среди этих методов наиболее известны сканирующий зонд Кельвина (Scanning Kelvin Probe (SKP)) и его модификация для атомно-силового микроскопа (Scanning Kelvin Probe Force Microscopy (SKPFM)). Бесконтактные измерения электростатического потенциала поверхности зондовыми методами позволяют с высокой чувствительностью определять такие неоднородности прецизионных поверхностей, как химические загрязнения, микротрещины, внутренние механические напряжения, неоднородности химического состава, дислокации и др. [5]. В случае металлов, сплавов и полупроводников методы сканирующей зондовой электрометрии основаны на регистрации работы выхода электрона (РВЭ) измеряемой поверхности по контактной разности потенциалов (КРП) относительно эталонной (зондовой) поверхности. В случае диэлектрических материалов методы КРП позволяют регистрировать такой параметр, как собственный и/или приобретенный в результате внешних воздействий поверхностный потенциал (заряд) [2]. Чувствительность методов КРП весьма высока.

Так, например, монослой адсорбированных частиц может вызвать изменение поверхностного потенциала на величину порядка 1 В, а инструментальная чувствительность методов КРП составляет величину около 0,1–1 мВ [6, 7].

Для измерения пространственного распределения электростатического потенциала поверхности в сканирующем режиме, наиболее удобна модификация измерителя КРП по методу Кельвина-Зисманом (метод вибрирующего конденсатора) [8].

В традиционном методе Кельвина–Зисмана колеблющийся зонд (эталонная поверхность) и поверхность измеряемого образца образуют обкладки плоскопараллельного динамического конденсатора. Вследствие различия работ выхода электрона эталонной (φ_1) и измеряемой (φ_2) поверхностей обкладок, на конденсаторе возникает заряд Q, обусловленный разностью потенциалов U_{CPD} :

$$Q = C_{12}\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{e} = C_{12}U_{CPD}, \qquad (1)$$

где C_{12} – емкость конденсатора; e – заряд электрона.

При периодическом изменении расстояния между обкладками емкость конденсатора C_{12} также периодически изменяется, что приводит к выделению переменного напряжения с частотой колебания эталонной пластины. Процедура измерения заключается в регистрации нулевого уровня сигнала при компенсации КРП путем подачи на измерительный конденсатор с помощью внешнего регулируемого источника постоянного напряжения U_{bias}. Общее уравнение, описывающее ток в динамическом конденсаторе, имеет вид [4]

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{d\left(C_{12}(U_{CPD} + U_{bias}\right)}{dt} = (U_{CPD} + U_{bias})\frac{dC_{12}}{dt} + C_{12}\frac{d(U_{CPD} + U_{bias})}{dt}. \qquad (2)$$

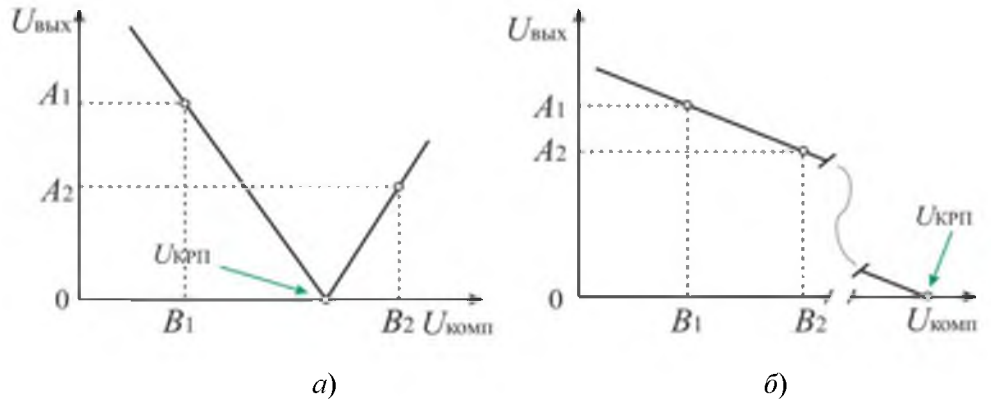
В методе Кельвина-Зисмана полагается, что за период колебания зонда КРП не изменяется, а сигнал формируется вследствие изменения емкости динамического конденсатора, т.е.

$$i(t) = (U_{CPD} + U_{bias})\frac{dC_{12}}{dt}. \qquad (3)$$

Принципы построения измерителей КРП по методу Кельвина–Зисмана достаточно хорошо отработаны [5], однако остаются и некоторые недостатки. Измерители КРП, например, для сканирующего зонда Кельвина должны иметь размер эталонной поверхности (зонда) менее 1 мм^2. С точки зрения аналоговой электроники, емкость измерительного конденсатора мала и, соответственно, мал переменный ток в цепи конденсатора. В отличие от динамических конденсаторов, измерители КРП представляют собой открытую систему, экранирование которой технически затруднено. Вследствие влияния ряда паразитных факторов (собственные шумы, постоянные и переменные наводки, паразитные емкостные связи между эталонной обкладкой и элементами конструкции измерительной головки и т.д.) измерители КРП имеют область неопределенности и высокую погрешность регистрации малых, стремящихся к нулю, токов. В современных измерительных системах потенциалы компенсации вырабатываются автоматически с помощью соответствующих следящих систем, включающих фазовый детектор и интегратор. Эти системы постоянно отслеживают и поддерживают на постоянном уровне значение КРП. Точность любой следящей системы, зависит от постоянной времени интегрирования. Для достижения требуемой точности (порядка 0,1–1 мВ) время одного измерения должно составлять не менее нескольких секунд. В сканирующих зондах Кельвина скорость измерения имеет существенное значение, так как для получения ка-

чественных карт пространственного распределения потенциала поверхности требуется регистрация большого (до нескольких десятков тысяч) числа отсчетов.

В предложенном цифровом зонде Кельвина реализована косвенная (некомпенсационная) схема определения нулевого уровня сигнала путем математического анализа компенсационной зависимости измерительного сигнала [6]. Компенсационную зависимость сигнала получают при двух и более фиксированных внешних напряжений. Напряжения компенсации задаются управляющим контроллером и вырабатываются с помощью соответствующего драйвера. Управляющий контроллер также, с помощью соответствующего драйвера, задает вибрацию зонда. Фазовое детектирование и интегрирование сигнала для автокомпенсации измеряемой величины при этом не требуется, что в несколько десятков раз (по сравнению с традиционным зондом) уменьшает время единичного измерения без потери точности. С помощью дополнительных цифровых методик цифровой обработки данных, цифровой зонд Кельвина перестраивается в режим измерения электростатических потенциалов диэлектриков и обеспечивает измерение в широком диапазоне возможных потенциалов, доходящих до сотен вольт и более. Последнее является недоступным для традиционных измерителей КРП с фазовой автокомпенсацией измеряемой величины, так как скомпенсировать потенциалы измеряемой диэлектрической поверхности, которые могут составлять десятки и сотни вольт, на практике трудновыполнимо. На рис. 1 представлены режимы работы цифрового зонда Кельвина при регистрации КРП по двум ветвям компенсационной характеристики (*а*) и при регистрации высоковольтной КРП по одной ветви компенсационной характеристики (*б*).



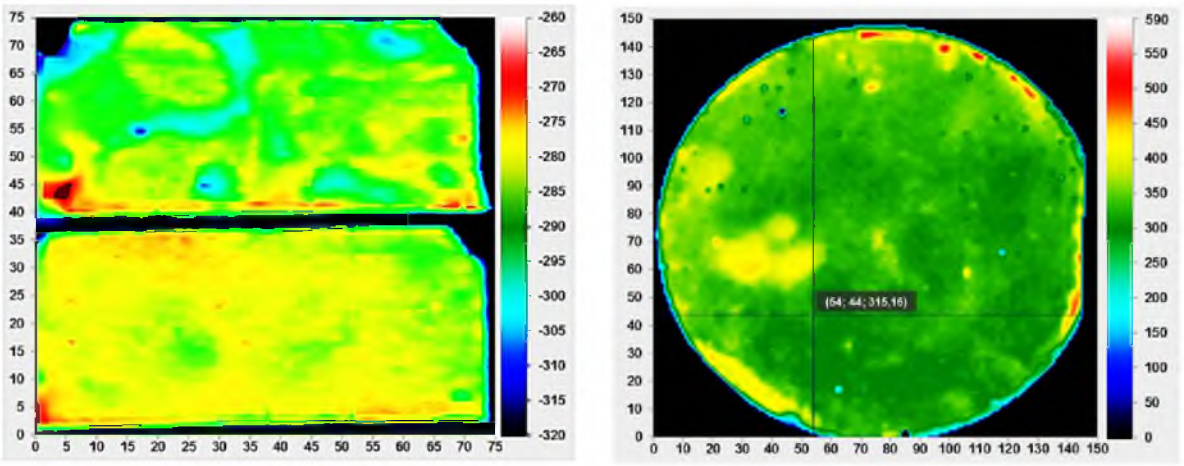
а) *б*)

Рис. 1. Режимы работы цифрового зонда Кельвина: *а* – режим измерения контактной разности потенциалов по двум ветвям компенсационной характеристики; *б* – режим измерения электростатических потенциалов (до нескольких сотен вольт) по одной ветви компенсационной характеристики

В этом случае измеритель КРП работает только в области больших сигналов, когда соотношение сигнал/шум больше единицы. При этом отсутствует необходимость в цепи фазового детектирования и интегрирования измерительных сигналов, что исключает погрешности следящей системы и цифро-аналогового преобразования, а время единичного измерения сокращается в десятки раз. Также для повышения точности определения параметров компенсационной характеристики, измерительные сигналы в виде массива данных могут быть дополнительно обработаны в режиме реального времени средства цифровой обработки сигнала (DSP) арифметического сопроцессора управляющего контроллера.

В качестве примера использования цифрового измерителя КРП в системе сканирующей зондовой электрометрии приводятся результаты картирования пространственного распределения РВЭ (относительные значения) поверхности образцов алюминиевого сплава АМг-2 с 12 и 14 классом чистоты (рис. 2,*а*). Образцы изготовлены по

технологии алмазного наноточения (НИУ «Институт прикладных физических проблем им. А.Н. Севченко» БГУ, г. Минск). Технология алмазного наноточения обеспечивает шероховатость обработки поверхности на уровне Ra ≤ 0,005 мкм [1], контроль качества поверхности контролируется по РВЭ. На рис. 2,*б* представлены результаты контроля состояния поверхности полупроводниковой пластины марки КДБ-10 покрытой оксидом кремния (ОАО «ИНТЕГРАЛ», г. Минск) по параметрам распределения электростатического потенциала.



а) *б*)

Рис. 2. Карты пространственного распределения поверхностного потенциала:
а – образцов сплава алюминия АМГ-2, класс чистоты поверхности 12 (1) и 14 (2) [2];
б – полупроводниковой пластины марки КДБ-10 покрытой оксидом кремния

Библиографический список

1. Шаронов, Г. В. Контроль металлических поверхностей, обработанных алмазным наноточением, по работе выхода электрона / Г. В. Шаронов, А. Л. Жарин, Н. И. Мухуров, К. В. Пантелеев // Приборы и методы измерений. – 2015. – № 6 (2). – С. 196–203.

2. Анализ распределения электрофизических и фотоэлектрических свойств нанокомпозитных полимеров модифицированным зондом кельвина / К. В. Пантелеев, А. В. Кравцевич, И. А. Ровба, В. И. Лысенко, Р. И. Воробей, О. К. Гусев, А. Л. Жарин // Приборы и методы измерений. – 2017. – № 8 (4). – С. 386–397.

3. Influence of rapid thermal treatment of initial silicon wafers on the electrophysical properties of silicon dioxide obtained by pyrogenous oxidation / V. A. Pilipenko, V. A. Solodukha, A. L. Zharin, O. K. Gusev, R. I. Vorobey, K. V. Pantsialeyeu, A. K. Tyavlovsky, K. L. Tyavlovsky, V. A. Bondariev // High Temperature Material Processes: An International Quarterly of High-Technology Plasma Processes. – 2019. – № 23 (3). – С. 283–290.

4. Шебзухова, И. Г. Анизотропия поверхностной энергии и работы выхода электрона IIB металлов / И. Г. Шебзухова, Л. П. Арефьева // Журнал технической физики. – 2019. – Т. 89, вып. 2. – С. 306–309.

5. Zharin, A. L. Contact Potential Difference Techniques as Probing Tools in Tribology and Surface Mapping / A. L. Zharin // Scanning Probe Microscopy in Nanoscience and Nanotechnology / ed. by B. Bhushan. – Berlin ; Heidelberg : Springer-Verlag. – 2010. – P. 687–720.

6. Пантелеев, К. В. Построение измерителей контактной разности потенциалов / К. В. Пантелеев, В. А. Микитевич, А. Л. Жарин // Приборы и методы измерений. – 2016. – № 7 (1) . – С. 7–15.

7. Пантелеев, К. В. Цифровой измеритель контактной разности потенциалов / К. В. Пантелеев, А. И. Свистун, А. К. Тявловский, А. Л. Жарин // Приборы и методы измерений. – 2016. – № 7 (2). – С. 136–144.

8. Zisman, W. A. A new method of measuring contact potential differences in metals / W. A. Zisman // Review of Scientific Instruments. – 1932. – № 3. – P. 367–370.

Zygmunt Warsza[1], Jacek Puchalski[2]

[1]Industrial Research Institute of Automation and Measurements (PIAP), Warszawa, Polish

[2]Central Office of Measures (GUM), Warszawa, Polish

ASSESSMENT OF UNCERTAINTIES OF INDIRECT MULTIVARIABLE MEASUREMENTS INCLUDING THE ACCURACY OF PROCESSING FUNCTION

1. Introduction

In the basic and technical research, in monitoring and technical diagnostics, many physical quantities and parameters characterizing the object under the test have no possibilities to carry out the direct measurements. Then the indirect methods must be applied. The general flow chart of multi-parametric measurement system is shown in Fig. 1.

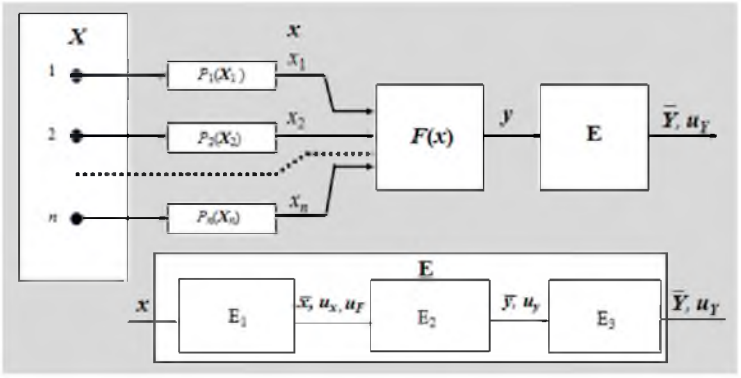


Fig. 1. Signal processing in multi-variable indirect measurement system

Designations: **E** – unit of processing the measurand $\boldsymbol{X}$ to $\boldsymbol{Y}$; $\overline{X}$, $\overline{Y}$ $\boldsymbol{u}_x$, $\boldsymbol{u}_{\delta x}$, $\boldsymbol{u}_{\delta y}$, $\boldsymbol{u}_{\delta y}$ – vectors of estimators of mean values $\overline{x}_i$, $\overline{y}_i$ and of their absolute and relative standard uncertainties; $\boldsymbol{u}_P$, $\boldsymbol{u}_{\delta P}$ – vectors of absolute and relative uncertainties of k parameters $\boldsymbol{P}$ of the system; $\boldsymbol{U}_X$, $\boldsymbol{U}_{\delta X}$, $\boldsymbol{U}_Y$, $\boldsymbol{U}_{\delta Y}$, $\boldsymbol{U}_P$, $\boldsymbol{U}_F$ – covariance matrices; $\boldsymbol{S}$, $\boldsymbol{S}_\delta$, $\boldsymbol{S}_X$, $\boldsymbol{S}_P$ – sensitivities of $\boldsymbol{Y}$ to $\boldsymbol{X}$ and to $\boldsymbol{P}$ parameters of linearized functional $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$.

Variables x_i of the multivariate measurand $\boldsymbol{X} = [x_1, \ldots x_n]$ are measured directly and on this basis are determined estimators $\overline{Y}$ of values of variables or their signals (observables) of the indirectly tested measurand $Y = [y_1, \ldots y_m]$. In particular, it applies to measure the set of jointed parameters, i.e. the vector measurand of the same tested object. Functional of indirect multivariable measurements (1) and propagation of their absolute variances (2a), recommended by the guide GUM in Supplement 2 [1], is:

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}) \tag{1}$$

Even if the above basic multivariable relation is nonlinear, in the most cases for uncertainties as small deviations of the random vectors $\boldsymbol{X}$ and $\boldsymbol{Y}$, their scatter regions can be defined by a model of joint n- and m-dimensional normal probability distributions. Then, for a given probability density p_0 the distribution region for $p \geq p_0$ takes for $\boldsymbol{X}$ and $\boldsymbol{Y}$ the form of a n- and m-dimensional hyper-ellipsoids, if covariance matrix is positive definite, with centers at the ends of their average vectors $\overline{X}$, $\overline{Y}$.

Relations between covariance matrices of the output and input measurands are

$$\boldsymbol{U}_Y = \boldsymbol{S}\, \boldsymbol{U}_X\, \boldsymbol{S}^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

where: $\boldsymbol{S} = \partial \boldsymbol{Y} / \partial \boldsymbol{X}$ is the matrix of linear sensitivity coefficients.

Matrices $\boldsymbol{U}_X$ and $\boldsymbol{U}_Y$ describes the cover regions of n and m dimension probabilities if their $\det(\boldsymbol{U}_i) > 0$ or $\det(\boldsymbol{R}_i) > 0$ as equal condition for matrix $\boldsymbol{R}$ of the correlation coefficients, called the correlator. For example the relation between matrix $\boldsymbol{U}_X$ and correlator $\boldsymbol{R}_x$ of the size 3D (3x3) measurand $\boldsymbol{X}$ is

$$\boldsymbol{U}_X = \boldsymbol{u}(\boldsymbol{X}) \cdot \boldsymbol{R}_x \cdot \boldsymbol{u}^T(\boldsymbol{X}) = \tag{2a}$$

$$= \begin{bmatrix} u_{x_1} & 0 & 0 \\ 0 & u_{x_2} & 0 \\ 0 & 0 & u_{x_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \rho_{13} \\ \rho_{12} & 1 & \rho_{23} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{x_1} & 0 & 0 \\ 0 & u_{x_2} & 0 \\ 0 & 0 & u_{x_3} \end{bmatrix}^T =$$

$$= \begin{bmatrix} u_{x_1}^2 & \rho_{12} u_{x_1} u_{x_2} & \rho_{13} u_{x_1} u_{x_3} \\ \rho_{12} u_{x_1} u_{x_2} & u_{x_2}^2 & \rho_{23} u_{x_2} u_{x_3} \\ \rho_{13} u_{x_1} u_{x_3} & \rho_{23} u_{x_2} u_{x_3} & u_{x_3}^2 \end{bmatrix}$$

All, or some components of the vector $\overline{Y}$ of output results can be next used separately or jointly. In the latter case it is necessary to find and take in considerations also the correlations of the variables y_i.

When the set of individual quantities $\boldsymbol{X}$ is separately measured, then from above data both, the vector of estimators of variables $\overline{Y}$ and elements of uncertainty matrices $\boldsymbol{U}_y$, $\boldsymbol{U}_{\boldsymbol{\delta(Y-Y_0)}}$ can be externally calculated by formulas (1), (2) with the satisfied accuracy. In cases when of the measurement data processing is made in the instrumental system, the accuracy of $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ must be also considered. The Supplement 2 to the GUM Guide do not cover situations, where the functional $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ is not ideally accurate. That is when for $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ approximated formulas are used, signals are processed in circuits with uncertainties and limited frequency range, AC/DC converters and multipliers are used, and if measurements are possible only indirectly via other nonideal internal parameters of the tested object. Therefore $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ is saddled with correlation and uncertainties, which have to be considered [4–6]. Even in the most precise measurements, the rounding of results becomes also essential, including the one resulting from the precision of digital circuits. The authors will present an extended method in relation to the one of Supplement 2. This new method considers that the functional $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ has the uncertainties.

2. Basic formulas of the extended GUM-S2 method.

In the instrumental systems (Fig. 1), the accuracy of processing the measured data of $\boldsymbol{X}$ by the multivariable functional $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ depends on the values and accuracy of the parameters $\boldsymbol{P}$ of the whole measuring system including its part inside the tested object. The authors developed an extended method that takes into account the uncertainties of $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ and all possible correlations of the measurand $\boldsymbol{X}$ and parameters $\boldsymbol{P}$. The basic formulas (2b-8f) of the extended method are given in Table 1.

The relationships between small deviations of the values of n-elements of the input measurand $\boldsymbol{X}$ and m-elements of the indirectly measured measurand $\boldsymbol{Y}$ are described by the formula (4). The deviations of the measuring system $\boldsymbol{P}$ parameters are determined from their nominal values on the basis of the maximum permissible errors (MPE) known from their technical data or as deviations from the estimators of their values determined in measurements. Sensitivity matrices $\boldsymbol{S}_X$, $\boldsymbol{S}_\delta$ and $\boldsymbol{S}_P$ (4a-c) express the influence of deviations ΔX, δ_X and ΔP on the output deviations ΔY, δ_Y of the initial quantities. The deviations of known values or their course during the period of measurements, are removed from the results by corrections. Other, which are not determinate, are randomized.

For multi-parameter measurands, the statistical properties of a set of deviations of each quantity are described in GUM [1] by standard uncertainty u as the geometric sum of its com-

ponents u_A and $\underline{u}_B$. For multidimensional measurands, the equivalent of the variance of single variable, are their covariance matrices, e.g. symmetrical matrices $\boldsymbol{U}_Y$, $\boldsymbol{U}_X$ and $\boldsymbol{U}_P$ (5c-e). They contain on the main diagonal squares of standard uncertainties (variances) of individual quantities, and on other places, products of the corresponding one from $n(n\text{-}1)/2$ correlation coefficients and uncertainties of both correlated quantities.

Sets of random deviations from estimators of the output measurand $\boldsymbol{Y}$ variables are the result of multi-parameter distributions of the deviations of the input measurand $\boldsymbol{X}$ variables and deviations of parameters $\boldsymbol{P}$ of the measurement system performing the multivariable functional $\boldsymbol{F(X, P)}$. When linearizing each of its functions for small deviations, the general formula (5) for the $\boldsymbol{U}_Y$ covariance matrix in multi-parameter measurements and its subsequent developed forms (5a), (5b) is obtained from

the propagation law of variance. Uncertainties and correlation coefficients of n variables of the measurand $\boldsymbol{X}$ and of k system parameters $\boldsymbol{P}$ are included in the $\boldsymbol{U}_X$ and $\mathbf{U_P}$ covariance matrices (5c,d),

In general case, variables $\boldsymbol{X}$ can be also correlated with parameters $\boldsymbol{P}$ of measuring system. This is described by the matrix $\boldsymbol{U}$ with the size $[n \times k]$, given in the formula (5f). Such relationship may appear under the influence of a common external random effect on $\boldsymbol{X}$ and $\boldsymbol{P}$, e.g. a variable outside temperature.

Table.1

Formulas of the extended method of estimate uncertainties of indirect multivariable measurements.

General formula	$\boldsymbol{Y = F(X, P)} \quad (u_F \neq 0)$ (3) where: $\boldsymbol{Y} = [\boldsymbol{y_1}, \ldots \boldsymbol{y_m}]^T, \boldsymbol{X} = [\boldsymbol{x_1}, \ldots \boldsymbol{x_n}]^T, \quad \boldsymbol{P} = [\boldsymbol{p_1}, \boldsymbol{p_2}, \ldots \boldsymbol{p_k}]^T$ (3a,b,c)
Deviations (absolute errors)	$\boldsymbol{\Delta Y} = \boldsymbol{\Delta F(X, P)} = \boldsymbol{S_{X,P}} \cdot [\boldsymbol{\Delta X}, \boldsymbol{\Delta P}]^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{S_X\, \Delta X} + \boldsymbol{S_P \Delta P}$ (4) where: $\boldsymbol{S_{X,P}}$ – sensitivity matrix of function $\boldsymbol{F(X, P)}$ of dimensions $[(n+k)\times m]$, $\boldsymbol{S_X} = \boldsymbol{S, S_P, S_\delta}$ – sensitivity matrices of influence of deviations $\boldsymbol{\Delta X}$, $\boldsymbol{\Delta P}$, $\boldsymbol{\delta_X} = \boldsymbol{\Delta X / X}$
Sensitivity matrices of ΔX, δX, ΔP	$\boldsymbol{S_X} = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial y_1}{\partial x_n} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial y_m}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial y_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}, \boldsymbol{S_p} = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial p_1} & \cdots & \frac{\partial y_1}{\partial p_k} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial y_m}{\partial p_1} & \cdots & \frac{\partial y_m}{\partial p_k} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{S_\delta} = \begin{bmatrix} \frac{x_1}{y_1}\frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{x_n}{y_1}\frac{\partial y_1}{\partial x_n} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{x_1}{y_m}\frac{\partial y_m}{\partial x_1} & \cdots & \frac{x_n}{y_m}\frac{\partial y_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}$ (4a,b,c)
Propagation of variances in general case: $V = \boldsymbol{SUS_P^T} \neq 0$	$\boldsymbol{U_Y(X, P)} = \boldsymbol{S_{X,P}\, U_{X,P}} = [\boldsymbol{S, S_p}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{U_X} & \boldsymbol{U} \\ \boldsymbol{U^T} & \boldsymbol{U_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{S^T} \\ \boldsymbol{S_P^T} \end{bmatrix}$ (5) $\boldsymbol{U_Y = U_{YX} + U_{YF} = S_X U_X S_X^T + U_{YF}}$ (5a) $\boldsymbol{U_{YF} = S_p U_p S_P^T + S_X U S_P^T + (S_X U S_P^T)^T = S_P U_P S_P^T + V + V^T}$ (5b)
Covariance matrices: U_Y, U_X, U_P; and matrix U of X, P correlation	$\boldsymbol{U_Y} = \begin{bmatrix} u_{y1}^2 & \cdots & \rho_{y1m} u_{y1} u_{ym} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{y1m} u_{ym} u_{y1} & \cdots & u_{ym}^2 \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{U_X} = \begin{bmatrix} u_{x1}^2 & \cdots & \rho_{x1n} u_{x1} u_{xn} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{x1n} u_{xn} u_{x1} & \cdots & u_{xn}^2 \end{bmatrix}$ (5c, d)

		$$\boldsymbol{U_p} = \begin{bmatrix} u_{p1}^2 & \cdots & \rho_{p1k}u_{p1}u_{pk} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{p1k}u_{pk}u_{p1} & \cdots & u_{pk}^2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{U} = \begin{bmatrix} \rho_{x1p1}u_{x1}u_{p1} & \cdots & \rho_{x1pk}u_{x1}u_{pk} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{xnp1}u_{xn}u_{p1} & \cdots & \rho_{xnpk}u_{xn}u_{pk} \end{bmatrix} \quad (5e, f)$$
Propagation of variances for $V = 0$	absolute uncertainty	$$\boldsymbol{U_Y} = \boldsymbol{S} \cdot \boldsymbol{U_X} \cdot \boldsymbol{S}^T + \boldsymbol{S_P} \cdot \boldsymbol{U_P} \cdot \boldsymbol{S_P^T} \quad (6)$$
	relative uncertainty	$$\boldsymbol{U_{\delta(Y-Y_0)}} = \boldsymbol{S_\delta U_{\delta(X-X_0)} S_\delta^T} + \boldsymbol{S_{\delta P} U_{\delta P} S_{\delta P}^T} \quad (7)$$
	type A and type B uncertainty components	$$= \boldsymbol{U_{YA}} + \boldsymbol{U_{YB}} = \left(\boldsymbol{SU_{XA}S}^T + \boldsymbol{S_P U_{PA} S_P^T}\right) + \left(\boldsymbol{SU_{XB}S}^T + \boldsymbol{S_P U_{PB} S_P^T}\right) \quad (8)$$ $$\boldsymbol{U_{XA}} = \begin{bmatrix} u_{x1A}^2 & \cdots & \rho_{Ax1,n}u_{x1A}u_{xnA} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{Ax1,n}u_{xnA}u_{x1A} & \cdots & u_{xnA}^2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{U_{XB}} = \begin{bmatrix} u_{x1B}^2 & \cdots & \rho_{Bx1,n}u_{x1B}u_{xnB} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{Bx1,n}u_{xnB}u_{x1B} & \cdots & u_{xnB}^2 \end{bmatrix} \quad (8a\text{-}b)$$ $$\boldsymbol{U_{PA}} = \begin{bmatrix} u_{p1A}^2 & \cdots & \rho_{Ap1k}u_{p1A}u_{pkA} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{Ap1k}u_{pkA}u_{p1A} & \cdots & u_{pkA}^2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{U_{PB}} = \begin{bmatrix} u_{p1B}^2 & \cdots & \rho_{Ap1k}u_{p1B}u_{pkB} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{Bp1k}u_{pkB}u_{p1B} & \cdots & u_{pkB}^2 \end{bmatrix} \quad (8c\text{-}d)$$ Uncertainties and correlation coefficient of two variables: $$u_1^2 = u_{1A}^2 + u_{1B}^2; \quad u_2^2 = u_{2A}^2 + u_{2B}^2; \quad \rho_{1,2} = \frac{\rho_A u_{1A}u_{2A} + \rho_B u_{1B}u_{2B}}{\sqrt{u_{1A}^2+u_{1B}^2}\sqrt{u_{2A}^2+u_{2B}^2}} \quad (8e\text{-}g).$$

The number of independent correlation coefficients in the $\boldsymbol{U}$ matrix is smaller by the number of m equations elements of measurand $\boldsymbol{Y}$. In the measurement practice, including electrical measurement systems, there is usually a simpler case when the directly measured quantities $\boldsymbol{X}$ and deviations of parameters $\boldsymbol{P}$ of the measuring system are not correlated (e.g. $\boldsymbol{X}$ is differently located then $\boldsymbol{P}$ and they do not affect themselves and their external influences are also not related). Then the covariance matrix $\boldsymbol{U}$ does not occur and $\boldsymbol{V} = \boldsymbol{V}^T = \boldsymbol{0}$. The propagation equation of variance (5b) has then a simpler two-component form (6). The first component depends on the uncertainties and correlations of elements of the input measurand $\boldsymbol{X}$, similar as in the classic approach according to GUM-S2 [1]. The second component, depending on the uncertainty of the processing function, appeared in the extended method and constitutes its essence. It expresses the influence of uncertaimties and correlation coefficients ρ_p of $\boldsymbol{P}$ parameters of the system processing function $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{P})$, analog or digital.

From (6) follows the covariance matrix (7) for the relative uncertainties of $Y - Y_0$ increments, or of $\boldsymbol{Y}$, if uncertainties of the initial input quantities are negligible, i.e. $||\boldsymbol{u_X}(\boldsymbol{X})|| \gg \gg ||\boldsymbol{u_X}(\boldsymbol{X_0})|| \approx \boldsymbol{0}$ (measurement of values close to the beginning of the range are usually avoided) and the covariance matrix $||\boldsymbol{U_X}(\boldsymbol{X} - \boldsymbol{X_0})|| \approx ||\boldsymbol{U_X}(\boldsymbol{X})||$. Relation (7) was not yet included in Supplement 2 of GUM [1].

In the paper [4], the authors stated that only sets of deviations with uncertainties of the same type, i.e. only of u_A or only of u_B, can be correlated with each other, for variables of the same or of different multi-measurands. Covariance matrices of multi-measurands, similarly as the variance $u^2 = u_A^2 + u_B^2$ of each single measured variable, can be presented also as the sum of two component matrices of type $\boldsymbol{A}$ and $\boldsymbol{B}$, i.e. $\boldsymbol{U}_X = \boldsymbol{U}_{XA} + \boldsymbol{U}_{XB}$, $\boldsymbol{U}_Y = \boldsymbol{U}_{YA} + \boldsymbol{U}_{YB}$ – formula (8). The elements of component matrices type A and B are given in (8a)-(8d) and method of their calculations in (8f).

For the measurand $\boldsymbol{X}$, only the correlation coefficients ρ_{xA} in the $\boldsymbol{U}_{XA}$ matrix can be experimentally determined by synchronous measurements of variables of $\boldsymbol{X}$. On the other hand, the coefficients ρ_B of the $\boldsymbol{U}_{XB}$ matrix, similarly as the uncertainties of type B, have to be estimated heuristically. If two quantities are measured with the same or similar instrument and under the same conditions, then the correlation coefficient ρ_{xB} equal to 1 [4], [5] can be assumed. For different instruments and in different operating conditions this coefficient is closer to 0. The correlation coefficient –1 is rather rare. It occurs e.g. when changes of both correlated variables from common interactions, have the opposite signs.

Type A and type B uncertainties for individual quantities of the output measurand $\boldsymbol{Y}$ should be carried out separately from the component $\boldsymbol{U}_{YA}$, $\boldsymbol{U}_{YB}$ of the covariance matrix $\boldsymbol{U}_Y$, according to formulas (8), (8a-g). If during the measurements the values of $\boldsymbol{P}$ system parameters are constant, the $\boldsymbol{U}_{PA}$ matrix does not occur, and the $\boldsymbol{U}_P = \boldsymbol{U}_{PB}$ matrix is estimated heuristically for the long period changes of deviations $\Delta\boldsymbol{P}$. However, if $\Delta\boldsymbol{P}$ is changing randomly in the duration of the measurement experiment, then the elements of their $\boldsymbol{U}_{PA}$ component matrix must also be estimated heuristically based on technical data and own knowledge. It is also valuable to perform additional measurements in the specially created influencing conditions to estimate the level of the short time random changes in $\boldsymbol{P}$ parameters.

As an example, how to use the above method of estimation uncertaimties, the indirect measurements of voltage and current at the output of a loaded four-terminal circuit is considered in detail in Part 2.

Due to international works on the improved GUM 2 guide, proposed is to include in Supplement 2 the effect of uncertainties of the processing functions in indirect multivariate measurements. This will allow the assessment of the accuracy of multivariable instrumental measuring systems by means of uncertainties. Therefore, other interesting partial methods, e.g. given in [2], [3], are not discussed here.

3. Uncertainties of indirect measurements of the twoport output variables

Let us consider the indirect measurements of the voltage and current of an inaccessible branch on the output of a linear passive twoport network based on measurements of these variables on its input terminals. It was assumed that this twoport has has the T-type structure given in Fig. 2. Then observed is the 2D measurand $\boldsymbol{Y} = [U_{out}, I_{out}]^{\mathrm{T}}$. The accuracy of $\boldsymbol{Y}$ elements are determined from measurements of the input voltage and current, i.e. $\boldsymbol{X} = [U_{in}, I_{in}]^{\mathrm{T}}$. Accuracy of results depends also from values, uncertainties and correlations of twoport impedances Z_1, Z_2, Z_3.

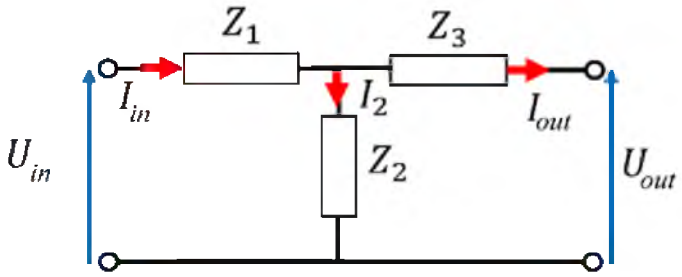


Fig 2. Diagram of a passive twoport T-type circuit

For the T-type passive twoport (fig 2), from Kirchhoff laws: $I_{in} = I_2 + I_{out}$; $U_{in} = = Z_2 I_2 + Z_1 I_{in}$; $Z_2 I_2 = U_{out} + Z_3 I_{out}$ the following relations for the output voltage and current are obtained

$$U_{out} = \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2}\right) U_{in} - \left(Z_1 + Z_3 + \frac{Z_3 Z_1}{Z_2}\right) I_{in} - I_{out} =$$

$$= \frac{1}{Z_2} U_{in} - \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) I_{in}. \qquad (9a,b)$$

The relation between U_{out}, I_{out} and directly measured U_{in}, I_{in} of the T-type twoport circuit has the form of matrix function $\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{B} \cdot \boldsymbol{X}$, i.e.:

$$\begin{bmatrix} U_{out} \\ -I_{out} \end{bmatrix} = \boldsymbol{B} \cdot \begin{bmatrix} U_{in} \\ -I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} U_{in} - B_{12} I_{in} \\ B_{21} U_{in} - B_{22} I_{in} \end{bmatrix} \qquad (10a)$$

where

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_3}{Z_2} & Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix}. \qquad (10b)$$

If the twoport is passive and reversible, then the determinant of the matrix $\boldsymbol{B}$ satisfies the equation

$$\det(\boldsymbol{B}) = B_{11} B_{22} - B_{12} B_{21} = 1 \qquad (11)$$

and only three of the matrix $\boldsymbol{B}$ elements are independent, the fourth one follows from (11).

In the opposite situation, when tested are variables on input of the twoport and measured are on its output, the matrix $\boldsymbol{A}$ is used, which for the twoport T is like $\boldsymbol{B}$ with replaced impedances Z_3 and Z_1.

3.1 Matrix U_Y when $U_P = 0$ (GUM-S2 case)

If uncertainties u_{Z_i} of impedances Z_i (i=1,2,3) are negligible, then the matrix $\boldsymbol{U_P} = \boldsymbol{0}$ and from (6) results that the output covariance matrix $\boldsymbol{U_Y} = \boldsymbol{U_{YX}}$, as it is in GUM-S2 method. If the measured twoport quantities $\boldsymbol{X}$ are uncorrelated, its input covariance and the sensitivity matrices are

$$\boldsymbol{U_X} = \begin{bmatrix} u_{U_{in}}^2 & 0 \\ 0 & u_{I_{in}}^2 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{S_X} = \begin{bmatrix} B_{11} & -B_{12} \\ -B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}.$$

From (6) with $\boldsymbol{U_{YP}} = 0$ is obtained $\boldsymbol{U_Y} = \boldsymbol{U_{YX}}$, i.e.

$$\boldsymbol{U_{YX}} = \boldsymbol{S_X U_X S_X^T} = \begin{bmatrix} B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 & -B_{11} B_{21} u_{U_{in}}^2 - B_{12} B_{22} u_{I_{in}}^2 \\ -B_{11} B_{21} u_{U_{in}}^2 - B_{12} B_{22} u_{I_{in}}^2 & B_{21}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{22}^2 u_{I_{in}}^2 \end{bmatrix}. \qquad (12)$$

Then in the case as is consider in GUM-S2, i.e. exact processing function $\boldsymbol{F} = \boldsymbol{B} \cdot \boldsymbol{X}$, variances of the current and voltage at output terminals of T-twoport and their correlation coefficient ρ_{out} are:

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 = \frac{1}{Z_2^2} [(Z_2 + Z_3)^2 u_{U_{in}}^2 + (Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 + Z_1 Z_3)^2 u_{I_{in}}^2] \qquad (13a)$$

$$u_{I_{out}}^2 = B_{21}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{22}^2 u_{I_{in}}^2 = \frac{1}{Z_2^2} [u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2];$$

$$\rho_{out} = -\frac{B_{11} B_{21} u_{U_{in}}^2 + B_{12} B_{22} u_{I_{in}}^2}{u_{I_{out}} u_{U_{out}}}. \qquad (13b,c)$$

Correlation coefficient $\rho_{out} \neq 0$ and is always negative, because $B_{11} B_{21} > 0$ and $B_{12} B_{22} > 0$.

For $Z_3 = 0$ a voltage divider is created, and the variance patterns of output variables simplify, i.e.:

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 = u_{U_{in}}^2 + Z_1^2 u_{I_{in}}^2 , \; u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2}[u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2] \quad (14a, b)$$

In general case when the input variables are correlated the input covariance matrix is:

$$\boldsymbol{U_X} = \begin{bmatrix} u_{U_{in}}^2 & \rho_{in} u_{U_{in}} u_{U_{in}} \\ \rho_{in} u_{U_{in}} u_{U_{in}} & u_{I_{in}}^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

These uncertainties are modified by elements of correlation:

$$u_{U_o}^2 = u_{U_{out}}^2 - 2B_{11}B_{12}\rho_{in} u_{U_{in}} u_{I_{in}}$$
$$u_{I_o}^2 = u_{I_{out}}^2 - 2B_{21}B_{22}\rho_{in} u_{U_{in}} u_{I_{in}} \quad (16a,b)$$

and correlation coefficient:

$$\rho_o = \frac{-B_{11}B_{21}u_{U_{in}}^2 - B_{12}B_{22}u_{I_{in}}^2 + (B_{11}B_{22} + B_{12}B_{21})\rho_{in} u_{U_{in}} u_{I_{in}}}{u_{I_o} u_{U_o}} \quad (17)$$

In the case of $\rho_{in} = 1$, these absolute and relative uncertainties are:

$$u_{U_o} = |B_{11}u_{U_{in}} - B_{12}u_{I_{in}}|, \qquad u_{I_o} = |B_{21}u_{U_{in}} - B_{22}u_{I_{in}}|, \quad (18a,b)$$

$$\delta_{U_o} = \frac{u_{U_o}}{U_{out}} = \frac{|B_{11}u_{U_{in}} - B_{12}u_{I_{in}}|}{B_{11}U_{in} - B_{12}I_{in}}, \qquad \delta_{I_o} = \frac{u_{I_o}}{I_{out}} = \frac{|B_{21}u_{U_{in}} - B_{22}u_{I_{in}}|}{B_{22}I_{in} - B_{21}U_{in}}, \quad (19)$$

and correlation coefficient

$$\rho_o = -\frac{(B_{11}u_{U_{in}} - B_{12}u_{I_{in}})\cdot(B_{21}u_{U_{in}} - B_{22}u_{I_{in}})}{|(B_{11}u_{U_{in}} - B_{12}u_{I_{in}})\cdot(B_{21}u_{U_{in}} - B_{22}u_{I_{in}})|} = \pm 1 \quad (20)$$

and its sign depend on the sign of expression in module: for plus $\rho_o = -1$ and for minus $\rho_o = 1$.

3.2. Component $\boldsymbol{U_{YP}}$ of covariance matrix $\boldsymbol{U_Y}$ for uncorrelated impedances of two-port T

Covariance matrix $\boldsymbol{U_P}$ for uncorrelated impedances Z_1, Z_2, Z_3 of the twoport T and sensitivity matrix $\boldsymbol{S_P}$ have the following forms

$$\boldsymbol{U_P} = \begin{bmatrix} u_{Z_1}^2 & 0 & 0 \\ 0 & u_{Z_2}^2 & 0 \\ 0 & 0 & u_{Z_3}^2 \end{bmatrix}, \; \boldsymbol{S_P} = \begin{bmatrix} -I_{in}\left(1 + \frac{Z_3}{Z_2}\right), & -\frac{Z_3}{Z_2^2}(U_{in} - I_{in}Z_1), & \frac{U_{in}}{Z_2} - I_{in}(1 + \frac{Z_1}{Z_2}) \\ \frac{I_{in}}{Z_2} & \frac{1}{Z_2^2}(U_{in} - I_{in}Z_1) & 0 \end{bmatrix} \quad (21a,b)$$

By entering the designation for current in impedance Z_2 as $I_2 = (U_{in} - I_{in}Z_1)/Z_2$, from Kirchhoff's first law is obtained $I_{in} = I_{out} + I_2$ and then the form of sensitivity matrix $\boldsymbol{S_P}$ simplifies:

$$\boldsymbol{S_P} = \frac{1}{Z_2}\begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2 + Z_3) & -Z_3 I_2 & -Z_2 I_{out} \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

The equation (6) shows that the $\boldsymbol{U_{YP}}$ component of the covariance matrix $\boldsymbol{U_Y} = \boldsymbol{U_{YX}} + \boldsymbol{U_{YP}}$ of the output quantities, depending on the uncertainties of uncorrelated impedances of the T twoport is

$$\boldsymbol{U_{YP}} = \boldsymbol{S_P U_P S_P^T} = \frac{1}{Z_2^2}\begin{bmatrix} I_{in}^2(Z_2 + Z_3)^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 Z_3^2 u_{Z_2}^2 + I_{out}^2 Z_2^2 u_{Z_3}^2; & -I_{in}^2(Z_2 + Z_3)u_{Z_1}^2 - I_2^2 Z_3 u_{Z_2}^2 \\ -I_{in}^2(Z_2 + Z_3)u_{Z_1}^2 - I_2^2 Z_3 u_{Z_2}^2; & I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Despite the non-correlation of impedance Z_i, when the $\boldsymbol{U_{YP}}$ matrix is diagonal, U_{out}, I_{out} as variables of the output measurand $\boldsymbol{Y}$, will be correlated. From (15b), (19a-c) and (20) for uncorrelated quantities $\boldsymbol{X}$, obtained are the resultant variances for the output voltage and current are:

$$u_{U_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2}[(Z_2+Z_3)^2 u_{U_{in}}^2 + (Z_1Z_2+Z_3Z_2+Z_1Z_3)^2 u_{I_{in}}^2 + I_2^2 Z_3^2 u_{Z_2}^2 + I_{out}^2 Z_2^2 u_{Z_3}^2]$$

$$u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2}\left[u_{U_{in}}^2 + (Z_1+Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2\right] \qquad (24a,b)$$

When $Z_3 = 0$, the T-type twoport becomes a voltage divider Z_1, Z_2. The variations of current and voltage at its output are:

$$u_{U_{out}}^2 = u_{U_{in}}^2 + Z_1^2 u_{I_{in}}^2 + I_{out}^2 u_{Z_1}^2$$

$$u_{I_{out}}^2 = (u_{U_{in}}^2 + (Z_1+Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2)/Z_2^2 \qquad (25a,b)$$

3.3. Matrix U_Y for correlated impedances and uncorrelated input variables X

In this case $\boldsymbol{U} = \boldsymbol{0}$, $\boldsymbol{V} = \boldsymbol{0}$ and from (6) and (15), for the accuracy of functional $\boldsymbol{F}$ is responsible the covariance matrix $\boldsymbol{U_{YP}} = \boldsymbol{S_P U_P S_P^T}$, i.e.:

$$\boldsymbol{U_{YP}} = \frac{1}{z_2^2}\begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2+Z_3) & -I_2 Z_3 & -I_{out}Z_2 \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{U_P} \cdot \begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2+Z_3) & -I_2 Z_3 & -I_{out}Z_2 \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix}^T \qquad (26)$$

where: the covariance matrix $\boldsymbol{U_P}$ of impedances as system parameters $\boldsymbol{P}$ has the form

$$\boldsymbol{U_P} = \begin{bmatrix} u_{Z_1}^2 & \rho_{Z12}u_{Z_1}u_{Z_2} & \rho_{Z13}u_{Z_1}u_{Z_3} \\ \rho_{Z12}u_{Z_1}u_{Z_2} & u_{Z_2}^2 & \rho_{Z23}u_{Z_2}u_{Z_3} \\ \rho_{Z13}u_{Z_1}u_{Z_3} & \rho_{Z23}u_{Z_2}u_{Z_3} & u_{Z_3}^2 \end{bmatrix} \qquad (27)$$

3.3.1 Uncertainty of output voltage

For $\rho_{in} = 0$, from (17a) and after calculation of the $\boldsymbol{U_{YP}}$ elements, the variance of output voltage is

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 + u_{UF}^2 \qquad (28)$$

where:

$$u_{UF}^2 = W_{UZ_1}^2 u_{Z_1}^2 + W_{UZ_2}^2 u_{Z_2}^2 + W_{UZ_3}^2 u_{Z_3}^2 + 2\begin{bmatrix} \rho_{Z12}W_{UZ_1}W_{UZ_2}u_{Z_1}u_{Z_2} + \rho_{Z23}W_{UZ_2}W_{UZ_3}u_{Z_2}u_{Z_3} + \\ +\rho_{Z13}W_{UZ_1}W_{UZ_3}u_{Z_1}u_{Z_3} \end{bmatrix} \qquad (28a)$$

$$B_{11} = 1 + \frac{Z_3}{Z_2};\quad B_{12} = Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1Z_3}{Z_2};\quad W_{UZ_1} = I_{in}\left(1+\frac{Z_3}{Z_2}\right);\quad W_{UZ_2} = I_2\frac{Z_3}{Z_2};\quad W_{UZ_3} = I_{out} \qquad (28b-f)$$

From (2a) and (30a-f) and $u_{UF}^2 \geq 0$ results condition for the permissible values of correlation coefficients. The determinant of correlator $\boldsymbol{R}$ of output variables cannot be negative, i.e.:

$$det(\boldsymbol{R}) = det\begin{bmatrix} 1 & \rho_{Z12} & \rho_{Z13} \\ \rho_{Z12} & 1 & \rho_{Z23} \\ \rho_{Z13} & \rho_{Z23} & 1 \end{bmatrix} = 1 - \rho_{Z12}^2 - \rho_{Z13}^2 - \rho_{Z23}^2 + 2\rho_{Z12}\rho_{Z13}\rho_{Z23} \geq 0 \qquad (29)$$

Thus, the minimal correlation coefficients of three impedance pairs $\rho_{Z12} = \rho_{Z13} = = \rho_{Z23} = -1$ cannot occur simultaneously, because the $det(\boldsymbol{R}) = -4 \leq 0$. If one of three coefficients, e.g. $\rho_{Z12} = \pm 1$, then others should be $\rho_{Z23} = \pm\rho_{Z13}$. It have to be analyzed when the correlations of the T-type twoport impedances and the determinant of matrix $\boldsymbol{R}$ and matrix

$\boldsymbol{U_P}$ are together equal to zero. The boundary values of three correlation coefficients for area $det(\boldsymbol{R}) = 0$ result from the equation (29). The correlation coefficient ρ_{Z23} can be obtained from the expression

$$\rho_{Z23} = f(\rho_{Z12}, \rho_{Z13}) = \rho_{Z12}\rho_{Z13} \pm \sqrt{(1-\rho_{Z12}^2)(1-\rho_{Z13}^2)} \tag{30}$$

Condition: $1 - \rho_{Z12}^2 - \rho_{Z13}^2 - \rho_{Z23}^2 + 2\rho_{Z12}\rho_{Z13}\rho_{Z23} \geq 0$ means that the value of ρ_{Z23} belongs to the range defined as follows

$$\rho_{Z12}\rho_{Z13} - \sqrt{(1-\rho_{Z12}^2)(1-\rho_{Z13}^2)} \leq \rho_{Z23} \leq \rho_{Z12}\rho_{Z13} + \sqrt{(1-\rho_{Z12}^2)(1-\rho_{Z13}^2)} \tag{31}$$

It is the interior of a solid resembling a tetrahedron with modified walls (see fig. 3)

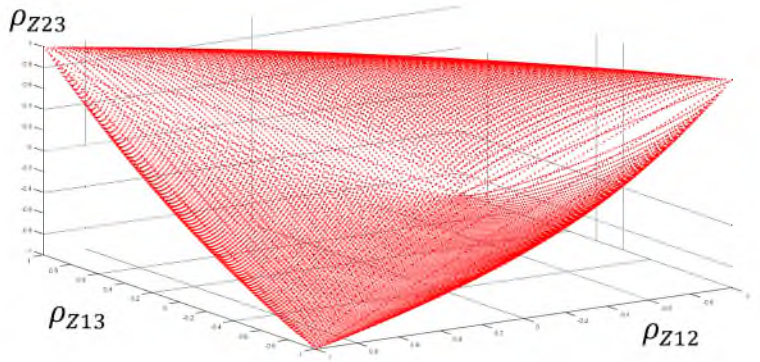


Fig 3. The area of three correlation coefficients correlated by pairs for det (R) = 0

For full correlation: $\rho_{Z12} = \rho_{Z13} = \rho_{Z23} = 1$ the variance of output voltage is:

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 + \left(W_{UZ_1}u_{Z_1} + W_{UZ_2}u_{Z_2} + W_{UZ_3}u_{Z_3}\right)^2 \tag{32}$$

In the case of invert suppling of twoport, i.e. $I_{out} < 0$, there is a possibility to obtain the minimum of uncertainty of performance function when

$$W_{UZ_1}u_{Z_1} + W_{UZ_2}u_{Z_2} + W_{UZ_3}u_{Z_3} = 0.$$

3.3.2 Uncertainty of current and correlation coefficient in the output

The formula for uncertainty of current I_{out} if correlated are only impedances, obtained from (28), is:

$$u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2}\left[u_{U_{in}}^2 + (Z_1+Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2 + 2I_{in}I_2\rho_{Z12}u_{Z_1}u_{Z_2}\right] \tag{33}$$

For totally correlated impedances $\rho_{Z12} = 1$, this formula simplify to

$$u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2}\left[u_{U_{in}}^2 + (Z_1+Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + \left(I_{in}u_{Z_1} + I_2 u_{Z_2}\right)^2\right] \tag{33a}$$

In the general case, the correlation coefficient between voltage U_{out} and current $-I_{out}$ is:

$$\rho_{out} = \frac{-B_{11}B_{21}u_{U_{in}}^2 - B_{12}B_{22}u_{I_{in}}^2 - \frac{1}{Z_2^2}\begin{bmatrix} I_{in}^2(Z_2+Z_3)u_{Z_1}^2 + I_{in}I_2(Z_2+2Z_3)\rho_{Z12}u_{Z_1}u_{Z_2} + \\ +I_{in}I_{out}Z_2\rho_{Z13}u_{Z_1}u_{Z_3} + I_{out}I_2Z_2\rho_{23}u_{Z_2}u_{Z_3} + I_2^2Z_3u_{Z_2}^2 \end{bmatrix}}{u_{U_{out}}u_{I_{out}}} \tag{34}$$

and for the divider, i.e. when $Z_3 = 0$

$$\rho_{out} = \frac{-u_{U_{in}}^2 - Z_1(Z_1+Z_2)u_{I_{in}}^2 - I_{in}^2 u_{Z_1}^2 - I_{in}I_2\rho_{Z12}u_{Z_1}u_{Z_2}}{Z_2 u_{U_{out}} u_{I_{out}}} \tag{35}$$

When all correlation are positive: $\rho_{Z12} = \rho_{Z13} = \rho_{Z23} = 1$, and output current is negative

$$W_{IZ_1}u_{Z_1} + W_{IZ_2}u_{Z_2} + W_{IZ_3}u_{Z_3} = 0 \tag{36}$$

then the correlation coefficient is:

$$\rho_{out} = \frac{-B_{11}B_{21}u_{U_{in}}^2 - B_{12}B_{22}u_{I_{in}}^2}{u_{U_{out}}u_{I_{out}}} \tag{37}$$

and ρ_{out} is always negative, because for the passive twoport of type T is $B_{11}B_{21}, B_{12}B_{22} > 0$.

Then there are no errors of processing in measurements of the output voltage, i.e.:

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 \tag{38}$$

In the case when $u_{Z_1} \longrightarrow 0$ and the impedance of twoport $Z_3 = 0$

$$u_{I_{out}}^2 = B_{21}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{22}^2 u_{I_{in}}^2 \tag{39}$$

then the negative correlation coefficient between the output current and voltage is equal to:

$$\rho_{out} = -\frac{B_{11}B_{21}u_{U_{in}}^2 + B_{12}B_{22}u_{I_{in}}^2}{\sqrt{B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2}\sqrt{B_{21}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{22}^2 u_{I_{in}}^2}}. \tag{40}$$

4. Summary and conclusions

Formulas summarized in Table 1, extend the method of GUM Supplement 2 [1] for determining the uncertainty of indirect multi-parameter measurements. The model which considers the uncertaimties and correlations of system parameters that implement the multivariable processing function is used.

An example of the application of this method in indirect 2D measurements of the voltage and current of the two-terminal circuit branch, available only through the twoport T, is presented. Such measurement needs occur in the identification of voltages and currents of directly inaccessible elements forming the of electrical systems, and in multi-sensor measurements and technical diagnostics.

Matrix relationships were derived considering the uncertainty of the processing function performed by this system. The formulas of increased total uncertainty of the estimated voltage and current due to the impedances uncertainties of this system is find. It did not exceed the sum of uncertainties of input variables and twoport impedances.

In the presented variants of the twoport, the uncertaimties at the output also depend on the value and sign of the correlation coefficients of the input quantities and circuit parameters, as well as the current at the output of this circuit. The possibilities of minimizing these uncertainties were also discussed.

The proposed method can be usefully used both for the evaluation of indirect multi-parameter measurements made with a set of instruments, as well as for the assessment of the accuracy of measuring instruments and systems with an integrated measurement system for multivariable measurements. This method may be also the basis for development an extended version of the Guide GUM Supplement 2.

The authors intend to analyze by this method the determination of uncertainty of several other multi-parameter measurement systems, e.g. AC networks [7], [8] power component

measurements in three-phase networks with different waveforms, and then to examine the statistical properties of multi-variable systems with non-Gaussian probability distributions and various processing functions of measurands.

References

1. Supplement 2 to the Guide to the Expression of Uncertaimty in Measurement – Extension to any number of output quantities. JCGM 102:2011 BIPM (2011).

2. D'Antona, G. Measurement Data Processimg Using Random Matrices: A Generalized Formula for the Propagation of Uncertaimty / G. D'Antona // IEEE Trans. of Instr. & Measur. – 2004. – Vol. 53, № 2. – April. – P. 537–545.

3. Augustyn, J. Uncertaimty evaluation of the processing algorithm of a time-variable quantities in multi-channel measurement systems / J. Augustyn // Metrology and Measurement Systems. – 2006. – Vol. 13, № 3. – P. 303–313.

4. Warsza, Z. Method of the estimation of uncertainties in multiparameter measurements of correlated quantities / Z. Warsza, J. Puchalski // Proc. of AMSA V. – Novosibirsk : NSTU, 2019. – 18–20 Sept. – P. 47–59. – URL: amsa.conf.nstu.ru

5. Warsza, Z. L. Extended method for determinimg uncertaimty of multi-parameter measurement circuits. Part 1. Influence of correlation and uncertainties of processimg function -basic formulas / Z. L. Warsza, J. Puchalski // Pomiary Automatyka Robotyka. – 2019. – Vol. 23, № 3. – P. 55–63 ; Part 2. Application on the example of a system for indirect two-parameter measurements // Pomiary Automatyka Robotyka. – 2019. – Vol. 23, № 4. – P. 87–100 (in Polish).

6. Warsza, Z. Estimation of uncertaimties in multivariable measurements. Part 1. Case of correlated quantities Towards Industry of the Future / Z. Warsza, J. Puchalski // AISIC series. – 2020. – Vol. XX. – 1140 p.

7. Ramos, P. M. Uncertaimty evaluation of multivariate quantities: A case study on electrical impedance / P. M. Ramos, F. M. Janeiro, P. M. Girão // Measurement. – 2016. – Vol. 78, № 1. – P. 397–411.

8. Warsza, Z. Evaluation of the impedance uncertainties determined indirectly in polar or rectangular components / Z. Warsza, J. Puchalski // Pomiary Automatyka Robotyka. – 2018. – Vol. 22, № 3. – P. 61–67 (in Polish).

А. В. Пронин, Д. А. Суровцев

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ВВОД ЭНЕРГОБЛОКА АЭС В ЭКСПЛУАТАЦИЮ

Ввод в эксплуатацию – заключительный и один из важнейших этапов сооружения новых энергоблоков АЭС, во время которого начинают функционировать и проверяться на соответствие проекту системы и оборудование энергоблока. Процесс ввода в эксплуатацию энергоблоков АЭС состоит из нескольких этапов [1].

Подготовительный этап. Начинается с момента утверждения проекта энергоблока, так как надежность оборудования энергоблока закладывается при проектировании и конструировании, реализуется при изготовлении, монтаже, наладке и расходуется при эксплуатации.

Предпусковые наладочные работы (ПНР). На этом этапе проводятся испытания и опробование оборудования, испытания защитной оболочки и герметичного ограждения, гидравлические испытания и циркуляционная промывка, ревизия основного оборудования. Начинается этап с принятия напряжения на системе энергоснабжения энергоблока по проектной схеме и заканчивается готовностью энергоблока к физическому пуску.

В период проведения ПНР и функциональных испытаний систем и оборудования осуществляется сбор и документирование базовых предэксплуатационных данных, характеризующих состояние оборудования, трубопроводов и конструкционных материалов, которые будут использоваться в качестве реперных точек во время всего периода эксплуатации АЭС, а также для оценки процесса старения материалов и оборудования. Пусконаладочные работы – итоговый этап сооружения АЭС, обеспечивающий основу безопасности ее дальнейшей эксплуатации. Пусконаладочные работы, как правило, выполняют специализированные инжиниринговые организации. Этот этап важен для подготовки к будущей эксплуатации не только оборудования и систем, но и эксплуатационного персонала.

Эксплуатационный персонал принимает активное и непосредственное участие в проведении наладочных работ и испытаний на всех стадиях ПНР. Это позволяет персоналу лучше и глубже узнать устройство АЭС и изучить на практике схемы взаимодействия разных систем и оборудования станции.

Физический пуск. Под физпуском реактора понимается вывод реактора на минимально контролируемый уровень мощности (МКУ) и проведение необходимых физических экспериментов по программе физпуска. Пуск реактора осуществляется при непрерывном контроле измерительной аппаратурой нейтронной мощности реактора и скорости его разгона. Минимально контролируемым уровнем считается такое значение нейтронной мощности, которое фиксируется штатной аппаратурой контроля.

Программа физического пуска включает: загрузку штатной активной зоны свежим топливом, разогрев реактора в подкритическом состоянии за счет тепла работающих главных циркуляционных насосных агрегатов (до температуры теплоносителя первого контура ~ 280 °С), вывод реактора в критическое состояние за счет снижения концентрации борной кислоты в теплоносителе и извлечения из активной зоны поглощающих стержней системы управления и защиты (кроме рабочей группы), а затем - на минимально контролируемый уровень мощности. Выход реактора на МКУ означает, что началась управляемая цепная реакция деления.

На мощности, составляющей 10^{-5}–10^{-2} % номинальной, проводится основная часть физических экспериментов, предусмотренных программой физического пуска для определения и проверки нейтронно-физических характеристик реактора, в том числе эффективности органов регулирования, коэффициентов реактивности, запаса реактивности и подкритичности реактора при полностью введенных поглотителях нейтронов, эффективности действия аварийной защиты и др. Знание с высокой точностью нейтронно-физических характеристик активной зоны необходимо для безопасности первого пуска ядерного реактора и последующей его эксплуатации.

Выход на минимально контролируемый уровень мощности реактора с активной зоной, полностью загруженной свежим необлученным топливом, – ответственный с точки зрения ядерной опасности момент. В такой активной зоне источником нейтронов является спонтанное деление ядер урана и космическое излучение. Так как число этих нейтронов невелико, контроль над пуском новой активной зоны реактора усложняется. В этом случае при пуске реактора существует вероятность неконтролируемого разгона реактора при таких значениях плотности нейтронного потока, которые не регистрируются пусковыми ионизационными камерами (пусковая авария). Поэтому при первоначальных пусках реакторов иногда используются дополнительные источники нейтронов.

Последующие пуски реактора не вызывают таких трудностей, как первоначальный, так как после хотя бы однократного выхода нового реактора на МКУ накапливаются продукты деления, приводящие к появлению в самом реакторе мощных источников нейтронов.

Энергетический пуск заключается в выводе реактора с уровня мощности физического пуска до уровня, достаточного для пуска турбины, затем вывод на промежуточные

уровни мощности, стабилизации работы на этих уровнях, проведении необходимых проверок и испытаний оборудования и систем.

Энергетический пуск реактора, исходя из соображений безопасности, проводится последовательно в несколько этапов. Первый этап осуществляется на 1–10 %, а заключительный этап – на 55–100 % номинальной мощности. Количество этапов и задачи каждого этапа определяются в конкретной программе энергетического пуска АЭС.

Опытно-промышленная эксплуатация. В соответствии с нормативными документами установлен двухстадийный порядок приема в эксплуатацию: опытная и промышленная эксплуатация.

На первой стадии проводится сдача энергоблока в опытную эксплуатацию, которая подразумевает достижение положительного результата комплексного опробования оборудования и систем в течение 72 ч устойчивой работы на уровне тепловой мощности не менее 50 % номинальной. Затем при положительных результатах 15-суточных гарантийных испытаний при работе энергоблока на номинальной мощности, поддержании проектных параметров и освоении всех проектных режимов энергоблок сдается в промышленную эксплуатацию. Опытная эксплуатация энергоблока осуществляется в течение времени, необходимого на освоение проектной мощности и проведения в полном объеме испытаний по программе энергетического пуска.

Согласно нормам и правилам по безопасности АЭС предпусковые наладочные работы, физический и энергетический пуски и освоение мощности до номинальной величины должны подтвердить, что энергоблок АЭС в целом, а также системы и элементы, важные для безопасности, выполнены и функционируют в соответствии с проектом, выявленные недостатки устранены.

Требования к последовательности и объему предпусковых наладочных работ, физического, энергетического пусков и приемочные критерии для вводимых в эксплуатацию оборудования и систем АЭС устанавливаются в проекте станции.

Ввод энергоблока в эксплуатацию требует привлечения высококвалифицированного персонала по всем направлениям работ, начиная от специалистов по системам и оборудованию реакторного и турбинного отделений, специалистов-электриков и специалистов по АСУ ТП до специалистов – физиков и технологов, выполняющих измерения нейтронно-физических характеристик активной зоны, определение теплогидравлических и динамических характеристик реакторной установки и энергоблока в целом.

Продолжительность работ по вводу энергоблока АЭС в эксплуатацию является важным показателем, напрямую влияющим на финансовую часть проекта [2].

Она определена нормативным графиком, который устанавливает «машинное» время, необходимое для выполнения собственно пусконаладочных работ и испытаний. Типовой график продолжительности работ по вводу в эксплуатацию энергоблоков с ВВЭР-1000 выглядит следующим образом (см. рис. 1).

Рис. 1. Типовой график продолжительности работ по вводу
в эксплуатацию энергоблоков с ВВЭР-1000:
(ИОО – испытание и опробование оборудования; СГО – испытание системы герметичного ограждения; ГИ и ЦП – гидравлические испытания и циркуляционная промывка;
ГО РУ – горячая обкатка реакторной установки; ФП – физпуск; ЭП – энергопуск;
ОПЭ – опытно-промышленная эксплуатация)

Нормативный график не учитывает риски увеличения продолжительности работ из-за задержек, связанных с незавершенностью строительно-монтажных работ в необходимые сроки, с выявлением и устранением несоответствий по проекту, по оборудованию, несоответствий по качеству выполненных работ и др. По этим причинам реальные сроки выполнения работ по вводу энергоблока в эксплуатацию, как правило, превышают нормативные.

Фактическая продолжительность работ по вводу в эксплуатацию энергоблоков АЭС в значительной степени определяется степенью реализации рисков увеличения сроков в реальном процессе по сравнению с нормативами. При этом риски срыва запланированных сроков проведения работ можно разделить на два типа:

– риски, которые можно экспертно оценить исходя из опыта пуска референтных энергоблоков (детерминированные риски) и которыми можно управлять, например, неготовность проекта, непоставка оборудования, неготовность пусконаладочной документации (программ, инструкций по эксплуатации, графиков), недостатки финансирования, дополнительные (непредусмотренные) работы;

– риски, которые связаны с разработкой оборудования, проектированием и сооружением энергоблока и выявляемые только при проведении испытаний (вероятностные риски) и возможность управления которыми сильно ограничена их скрытым характером – неисправности оборудования (дефекты и отказы), недостатки конструкции и проекта (скрытые, выявляемые только при испытаниях), ошибки персонала при выполнении работ («человеческий фактор») и др.

Оптимизация продолжительности и затрат на ввод энергоблоков в эксплуатацию, напрямую влияющих на финансовую часть проекта АЭС, является многоплановой научно-технической проблемой. На сокращение сроков ввода в эксплуатацию энергоблоков АЭС и приближение этих сроков к типовому графику, наряду с обеспечением качества, надежности и безопасности работ, направляются значительные усилия соответствующих организаций и специалистов.

Библиографический список

1. Острейковский, В. А. Эксплуатация атомных станций : учеб. для вузов / В. А. Острейковский. – Москва : Энергоатомиздат, 1999. – 928 с.

2. Овчинников, Ф. Я. Эксплуатационные режимы водо-водяных энергетических реакторов / Ф. Я. Овчинников, В. В. Семенов. – Москва : Энергоиздат, 1988. – 359 с.

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ МЕТРОЛОГИИ И МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

М. В. Бержинская, В. А. Матюшина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ЭТАЛОНА НА РЕЗУЛЬТАТ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПОВЕРЯЕМОГО СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ

Во время поверки СИ обычно решаются две основные задачи:

– установление действительных значений погрешности поверяемого средства измерений [1, 2];

– установление факта нахождения погрешности в заданных пределах или вне этих пределов [3].

Рассмотрим эти задачи на примере непосредственного сличения СИ и эталона. Полученные выводы будут справедливы и для других методов.

Первая задача – определение действительных значений погрешности.

Действительное значение погрешности по результатам измерений одной и той же величины поверяемого СИ и эталоном определяется разностью:

$$\tilde{\varepsilon} = \tilde{x}_u - \tilde{x}_o,$$

где $\tilde{x}_u$ – результат измерения поверяемым прибором; $\tilde{x}_o$ – результат измерения эталона.

Но так как эталон не идеален, имеет некоторую погрешность, то об истинном значении измеряемой величины можно лишь говорить, что оно заключено в интервале

$$x \in \left[\tilde{x}_o - \Delta_o; \tilde{x}_o + \Delta_o\right],$$

где Δ_o – предел допускаемой погрешности эталона [3].

Ранее мы уже отмечали, что пределы допускаемой погрешности указывают на то, что истинное значение погрешности неизвестно и потому может оказаться любым из значений, находящихся в указанном интервале. Рассматривая всю совокупность приборов данного типа, погрешность считают случайной, хотя для данного экземпляра она может быть не изменяющейся во времени или от измерения к измерению. Поэтому для данного экземпляра она систематическая.

По результатам метрологических испытаний устанавливают, что истинное значение погрешности испытуемого прибора находится в интервале

$$\varepsilon \in \left[\tilde{\varepsilon} - \Delta_o; \tilde{\varepsilon} + \Delta_o\right].$$

Такое представление погрешности есть интервальная оценка и графически может быть представлена, как это показано на рис. 1.

Если, повторив несколько раз эксперимент по определению погрешности, мы обнаружим, что результаты практически повторяются, то погрешность поверяемого СИ принимается систематической. Однако, результат определения погрешности представ-

ляется в виде интервала, что дает основание считать ее случайной величиной, в смысле точно неизвестной.

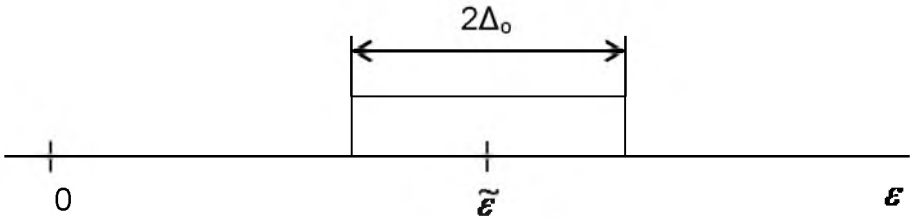


Рис. 1. Иллюстрация интервальной оценки погрешности

Плотность вероятности такой погрешности может быть принята равномерной (см. рис. 1), если ничего не известно о законе распределения погрешности эталона, либо нормальной или другой, если есть о том информация.

Если же, повторив несколько раз эксперимент, мы обнаружим, что результаты изменяются каждый раз случайным образом, то погрешность принимается случайной для данного экземпляра поверяемого СИ. Оцениваться она может так же интервалом, либо среднеквадратическим отклонением в совокупности со средним значением [4, 5].

Вторая задача – установление факта нахождения погрешности в допуске, т.е. $|\varepsilon| \le \Delta_u$, где Δ_u – пределы допускаемой абсолютной погрешности поверяемого СИ.

Очевидно, что если получено действительное значение погрешности $\tilde{\varepsilon}$, то истинное значение погрешности по модулю не превысит сумму $\tilde{\varepsilon} + \Delta_o$. Именно это значение необходимо сравнивать с заданным значением Δ_u. СИ считается метрологически годным, если

$$|\tilde{\varepsilon}| + \Delta_o \le \Delta_u.$$

Откуда следует: $|\tilde{\varepsilon}| \le \Delta_u - \Delta_o = \kappa_б \Delta_u$.

Разность $\Delta_u - \Delta_o$ назовем контрольным допуском. Она представляет собой некоторую часть от Δ_u. Коэффициент $\kappa_б$ – коэффициентом уровня бракования (коэффициент запаса по точности).

Во время планирования эксперимента определяют необходимое соотношение пределов допускаемых погрешностей эталона и поверяемого СИ $m = \Delta_o / \Delta_u$. Это отношение обычно находится в пределах от 1/2 до 1/10.

Так как $\Delta_u - \Delta_o = \Delta_u - m\Delta_u = \kappa_б \Delta_u$, то $\kappa_б = 1 - m$.

Например, если m =1/3, то $\kappa_б$ =0,67.

Из каких же соображений следует выбирать m, а, следовательно, и $\kappa_б$?

Предположим, что прибор в результате испытаний забракован. Действительное значение погрешности оказалось $|\varepsilon| > \kappa_б \Delta_u$. Примем равномерным закон распределения погрешности эталона (рис. 2).

При таком предположении вероятность того, что в действительности данный прибор метрологически годен, определится площадью заштрихованной части по отношению ко всей площади под функцией плотности, которая, как известно, равна единице [6]. Математически это записывается следующим образом:

$$P\left[|\varepsilon| < \Delta_u\right] = \int_{-\Delta_u}^{\Delta_u} f(\varepsilon) d\varepsilon,$$

где $f(\varepsilon)$ – плотность вероятности результата определения погрешности испытуемого прибора с помощью данного образцового прибора. В нашем случае она равномерная.

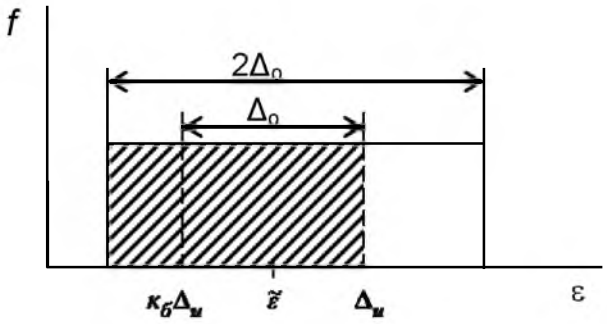


Рис. 2. К расчету рисков принятия решения

Тогда

$$P\left[|\varepsilon| < \Delta_u\right] = \frac{1}{2\Delta_o}\int_{\tilde{\varepsilon}-\Delta_o}^{\Delta_u} d\varepsilon = \frac{\Delta_u - (\tilde{\varepsilon} - \Delta_o)}{2\Delta_o}.$$

Например, если $\Delta_u = 1$ мВ и $\Delta_o = 0{,}25$ мВ, а в результате сличения вольтметров получено значение погрешности $\tilde{\varepsilon} = 0{,}9$ мВ, то вероятность того, что прибор действительно метрологически годен равна 0,70. Следовательно, вероятность того, что он не годен, равна 0,30.

Оказалось, что существует большая вероятность того, что хороший прибор будет забракован. Следовательно, его производитель может понести убытки, если прибор предназначен для продажи.

Если прибор сдавался на поверку (калибровку), то его собственник также понесет убыток, т.к. придется прибор отдавать в ремонт на настройку, либо покупать новый.

Исходя из этих соображений, необходимо стремиться, чтобы коэффициент $\kappa_б$ был как можно ближе к единице. Но это потребует уменьшения m, т.е. повышения класса точности образцового прибора, что приведет к увеличению его стоимости. Графически затраты на образцовые средства измерений и потери от бракования годных приборов показаны на рис. 3.

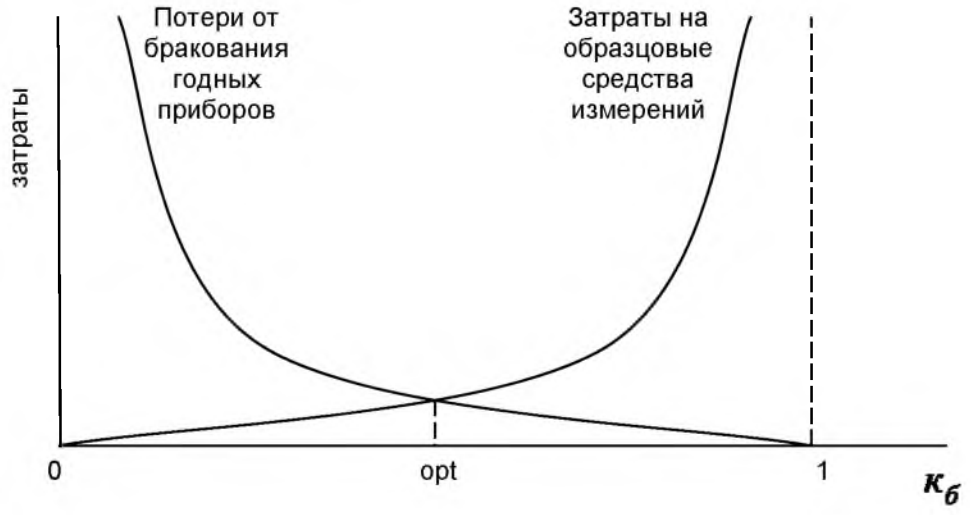


Рис. 33. К нахождению оптимального соотношения $\kappa_б$

Очевидно, имеется какой-то оптимум. Этот оптимум в каждом конкретном случае свой. Оценка его должна производиться на каждом предприятии, где осуществляют допусковый контроль (поверку, калибровку).

Предприятия, производящие средства измерений, должны стремиться к сведению к нулю вероятности того, что негодный прибор будет признан годным (это так называемый риск потребителя). Повышается риск производителя за счет бракования хороших приборов. Но сохранить авторитет у потребителя может оказаться более важным (и выгодным!), чем собственные потери, которые, естественно, необходимо минимизировать.

Библиографический список

1. Печерская, Е. А. Метрологический анализ установки для измерений электрофизических свойств сегнетоэлектрических образцов с линейными размерами микрометрового диапазона / Е. А. Печерская // Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 12. – С. 43–47.

2. Печерская, Е. А. Метрологические аспекты исследования активных диэлектриков для микро- и наноиндустрии / Е. А. Печерская // Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 7. – С. 41–44.

3. Бикулов, А. М. Поверка средств измерений : учеб. пособие / А. М. Бикулов. – Москва : АСМС, 2005. – 450 с.

4. Хрусталева, З. А. Метрология, стандартизация и сертификация. Практикум : учеб. пособие / З. А. Хрусталева. – Москва : КноРус, 2013. – 176 с.

5. Основы метрологии и электрические измерения : учеб. для вузов / под ред. Е. М. Душина. – Ленинград : Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 2009. – 480 с.

6. Печерская, Е. А. Применение методологии функционального и метрологического анализа к качеству исследования материалов микро- и наноэлектроники / Е. А. Печерская // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2007. – Т. 7, № 2. – С. 94–98.

Н. А. Волкова[1], С. М. Геращенко[2], В. С. Васильев[2]

[1]ООО «ЭнергоПрофМонтаж», г. Пенза, Россия

[2]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ФОРМЫ ПУЛЬСОВОЙ ВОЛНЫ

Сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ) на протяжении длительного периода удерживают лидирующую позицию среди причин смертности трудоспособного населения [1]. Актуальными являются исследования, имеющие своей целью профилактику, раннюю диагностику, контроль за течением ССЗ, позволяющие снизить риск развития ССЗ, улучшить качество жизни людей, страдающих ССЗ. Артериальная гипертензия (АГ) является одним из важнейших предикторов смертности от ССЗ. При этом АГ является фактором, подлежащим контролю и коррекции. К основным показателям развития и течения АГ относятся повышенное артериальное давление (АД) и степень ригидности сосудов. При этом ригидность крупных артерий является самостоятельным маркером развития ССЗ и смертности от этих заболеваний [2, 3].

Таким образом, для достоверной оценки состояния сердечно-сосудистой системы необходим регулярный мониторинг артериального давления и оценка артериальной ригидности, что можно рассматривать как интегральный фактор сердечно-сосудистого риска при артериальной гипертензии [4]. Основными методами вычисления АД являют-

ся: пальпационный, аускультативный, осциллометрический, фотоплетизмографический. Каждый из которых имеет как положительные, так и отрицательные стороны, связанные с погрешностью, воспроизводимостью результатов, а также удобством применения.

В 2011 году была предложена гидроманжетная технология формирования ПВ [5], позволяющая значительно повысить точность регистрации осциллометрического сигнала за счет увеличения амплитуды регистрируемых ПВ. Помимо увеличения амплитудных показателей регистрируемого сигнала значительно повысилось качество регистрации ПВ, что позволило гораздо точнее оценить морфологический состав каждой отдельной ПВ в составе осциллометрического сигнала.

Метод оценки АД заключается в анализе изменений формы ПВ в области дикротических волн для каждого сердечного цикла, а также сравнении и анализе морфологических изменений формы ПВ для каждого сердечного цикла, которые возникают в ответ на изменение внешнего давления манжеты.

В процессе декомпрессии манжеты в поведении артерии можно выделить три этапа и три характерные точки. Этапами являются:

1) Внешнее давление (давление в манжете) супрасистолическое (выше САД).

2) Внешнее давление изменяется в диапазоне между САД и ДАД.

3) Внешнее давление субдиастолическое (ниже ДАД).

Две характерные точки являются моментами перехода одного этапа в последующий, это значения систолического АД (САД) и диастолического АД (ДАД), третья точка является средним АД (СрАД) и принадлежит второму этапу. Когда давление в манжете является супрасистолическим, ток крови дистальнее уровня манжеты остановлен, но в манжете регистрируются пульсации, являющиеся результатом ударов о край манжеты крови, движущейся по артерии от сердца. По мере снижения давления в манжете и увеличения просвета артерии амплитуда пульсаций увеличивается. Увеличение амплитуды пульсаций продолжается до достижения уровня СрАД. При давлении в манжете, равном СрАД амплитуда ПВ максимальна, при прохождении данной характерной точки амплитуда начинает снижаться. В процессе декомпрессии изменяется не только амплитуда регистрируемых ПВ, а также их форма в области дикротических зубцов и инцизур. Для получения значения САД на основе формы пульсовой волны сигнала, полученного с применением гидроманжетной технологии, предложено использование спектральных характеристик, регистрируемых ПВ.

Спектральный анализ применяется для количественной оценки частотно-временных изменений колебательных процессов в сигнале. В качестве инструмента анализа было выбрано быстрое преобразование Фурье (БПФ). Быстрое преобразование Фурье (БПФ, Fast Fourier transform – FFT) представляет собой определенный алгоритм вычисления, который позволяет уменьшить количество производимых действий относительно прямого (по формуле) вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

В основе алгоритма заложено разбиение заданной последовательности отсчетов дискретного сигнала на несколько промежуточных последовательностей. Следует отметить, что алгоритм БПФ точнее стандартного ДПФ, т.к. при сокращении операций снижаются суммарные ошибки округления. Применение спектрального анализа позволяет наглядно представить соотношения разных компонентов сигнала. В результате применения алгоритма БПФ было установлено, что частотный спектр сигнала отличается на участках, принадлежащих 1 и 2 этапам в процессе декомпрессии гидроманжеты. Пример частотного спектра осциллометрического сигнала на 1 этапе (внешнее давление супраСАД) представлен на рис. 1. Пример частотного спектра осциллометрического сигнала на 2 и 3 этапах (внешнее давление ниже САД) представлен на рис. 2. Стоит отметить, что после прохождения уровня давления, соответствующего САД, частотный спектр более не меняется до окончания процесса декомпрессии.

Рис. 1. Частотный спектр осциллометрического сигнала при внешнем давлении в компрессионной манжете, соответствующем супраСАД

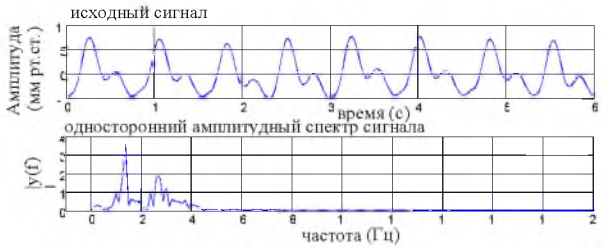


Рис. 2. Частотный спектр осциллометрического сигнала при внешнем давлении в компрессионной манжете ниже уровня значения САД до окончания процесса декомпрессии

Таким образом, вычисление частотного спектра участков осциллометрического сигнала, зарегистрированного с применением гидроманжетной технологии поимпульсно (для ПВ) позволяет с точностью до единиц мм рт.ст. определять значение САД.

Алгоритм оценки показателей АД на основе формы пульсовой волны осциллометрического сигнала, полученного с применением гидроманжетной технологии, состоит из следующих этапов:

1. Регистрация осциллометрического сигнала с применением гидроманжетной технологии.
2. Поимпульсное (для каждой ПВ) вычисление спектра сигнала.
3. Обнаружение момента изменения частотного состава сигнала, соответствующего изменению положения дикротического зубца в ПВ.
4. Нахождение значения САД как значения внешнего давления в гидроманжете для ПВ, зафиксированной по п.4, как амплитуды данной ПВ.
5. Обнаружение ПВ с максимальным значением амплитуды.
6. Определение значения СрАД по п.6.
7. Вычисление значения ПД (пульсового давления P_{pulse}) по формуле (1)

$$P_{pulse} = \frac{A_{MAP} \cdot 100\%}{k}; \quad (1)$$

где A_{MAP} – амплитуда ПВ при СрАД; k – коэффициент, полученный на основе экспериментальных данных.

Вычисление значения ДАД по формуле (2)

$$DAD = SAD - P_{pulse}. \quad (2)$$

Разработанный алгоритм оценки показателей АД на основе формы пульсовой волны осциллометрического сигнала, полученного с применением гидроманжетной технологии, позволяет с повышенной точностью оценивать показатели АД, учитывать индивидуальные особенности субъекта измерения благодаря отказу от общих характерных соотношений при расчете САД и ДАД.

Библиографический список

1. 2018 ESC/ESH Guidelines for the management of arterial hypertension. The Task Force for the management of arterial hypertension of the European Society of Cardiology (ESC) and the European Society of Hypertension (ESH) / B. Williams, G. Mancia, W. Spiering, E. Agabiti Rosei, M. Azizi, M. Burnier // European Heart Journal. – 2018. – Ch. 39. – P. 3021–3104.
2. Aortic stiffness is an independent predictor of all-cause and cardiovascular mortality in hypertensive patients / S. Laurent, P. Boutouyrie, R. Asmar, I. Gautier, B. Laloux, L. Guize, P. Ducimetiere, A. Benetos // Hypertension. – 2001. – № 37. – P. 1236–1241.
3. Fortier, C. Arterial stiffness gradient / C. Fortier, M. Agharazii // Pulse (Basel). – 2016. – № 3. – P. 159–166.
4. Геращенко, М. С. Контурный анализ пульсовых волн на основе гидроманжетной технологии / М. С. Геращенко, Н. Ю. Митрохина, Н. А. Волкова, С. М. Геращенко // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2018. – № 2 (26). – С. 130–137.
5. Пат. 2652070 Российская Федерация. Электронный тонометр / Геращенко М. С., Геращенко С. И. ; заявл 16.05.2017 ; опубл. 24.04.2018, Бюл. № 12.

В. А. Баранов, В. И. Волчихин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

В октябре 2019 года указом Президента РФ утверждена «Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года» [1]. Документ определяет искусственный интеллект как комплекс технологических решений, позволяющий имитировать когнитивные функции человека (включая самообучение и поиск решений без заранее заданного алгоритма) и получать при выполнении конкретных задач результаты, сопоставимые, как минимум, с результатами интеллектуальной деятельности человека.

Разработка систем искусственного интеллекта открывает перспективы создания принципиально новых технологий, таких как автоматический дизайн физических объектов, автоматическое машинное обучение, алгоритмы решения задач на основе слабо структурированных данных и данных незначительных объемов, интерпретируемая обработка данных. Считается, что искусственный интеллект является обязательным элементом ряда критических технологий, включая робототехнику и управление беспилотным транспортом.

Основные ожидаемые эффекты от использования технологий искусственного интеллекта:

– повышение эффективности процессов планирования, прогнозирования и принятия управленческих решений, включая прогнозирование отказов оборудования, переход на систему технического обслуживания по состоянию, оптимизацию планирования поставок и производственных процессов;

– автоматизация рутинных производственных операций [2–4];

– повышение безопасности сотрудников при выполнении производственных процессов, включая прогнозирование рисков и неблагоприятных событий, снижение уровня непосредственного участия человека в процессах, связанных с повышенным риском для его жизни и здоровья);

– повышение лояльности и удовлетворенности потребителей за счет персонализации продукции и услуг;

– оптимизация процессов подбора и обучения кадров, составления графика работы сотрудника с учетом большого числа различных факторов.

Установлены обязательные принципы развития технологий искусственного интеллекта:

– защита прав и свобод человека, в первую очередь, права на труд, что предполагает предоставление гражданам возможности получать знания и приобретать навыки для успешной адаптации к условиям цифровой экономики;

– безопасность, т.е. недопустимость использования искусственного интеллекта в целях умышленного причинения искусственным интеллектом вреда гражданам и юридическим лицам.

– прозрачность, т.е. объяснение искусственным интеллектом процесса получения результатов, недискриминационный доступ пользователей продуктов, которые созданы с использованием технологий искусственного интеллекта, к информации о применяемых в этих продуктах алгоритмах и методах решения задач;

– технологический суверенитет, т.е. обеспечение необходимого уровня самостоятельности Российской Федерации в области искусственного интеллекта, в том числе, посредством преимущественного использования отечественных технологий искусственного интеллекта и технологических решений, разработанных на основе искусственного интеллекта.

Важнейшей проблемой разработки систем искусственного интеллекта является организация метрологического обеспечения их эксплуатации. Фундаментом метрологического обеспечения систем искусственного интеллекта представляется определение понятия «система», предложенное лауреатом Нобелевской премии И. Р. Пригожиным [2]: «Система есть совокупность объектов, способная измерять саму себя». Это определение устанавливает обязательность наличия в составе системы искусственного интеллекта измерительной подсистемы и организации информационных обратных связей для обеспечения искусственного интеллекта измерительной информацией о состоянии его собственной системы.

К настоящему времени сформирована законодательная база метрологического обеспечения разработок в области искусственного интеллекта. Это достигнуто переопределением понятия «измерение» и переходом к концепции неопределенности результата измерения при оценивании точности измерений.

До введения стандарта [3] измерение определялось как «совокупность операций по применению технического средства, хранящего единицу физической величины, обеспечивающих нахождение соотношения (в явном или неявном виде) измеряемой величины с ее единицей и получение значения этой величины». Сейчас «измерение – процесс экспериментального получения одного или более значений величины, которые могут быть обоснованно приписаны величине. Понятие «измерение» стало универсальным. Метрологические нормы и правила распространены на педагогику, социологию, экономику и другие науки, задачи которых предполагается решать с использованием искусственного интеллекта.

Очень важными являются два примечания к определению термина «измерение». Относительно первого примечания «Измерение подразумевает сравнение величин или счет объектов» необходимо отметить, что проф. В. М. Шляндин рассматривал «счет» как операцию формирования результата измерения еще в середине 70-х годов прошлого века. Он говорил, что развитие цифровой измерительной техники приведет к тому, что, например, измерение электрического тока сведется к подсчету электронов, проходящих через сечение проводника в течение одной секунды. Очевидно, что определение понятия «измерение» как счета строго определенных объектов (квантов измеряемой величины) значительно «понятнее» для искусственного интеллекта, чем определение, основанное на сравнении величин.

Второе примечание «Измерение предусматривает описание величины в соответствии с предполагаемым использованием результата измерения, методику измерения и средство измерений, функционирующее в соответствии с регламентированной методикой измерений и с учетом условий измерений» также чрезвычайно важно для организации метрологического обеспечения систем искусственного интеллекта. Оно устанавливает обязательность подробного описания порядка проведения измерительного эксперимента и персонализированного представления его результатов с учетом особенностей потребителя измерительной информации

Библиографический список

1. О развитии искусственного интеллекта в России : Указ Президента РФ № 490 от 10.10.2019.

2. Печерская, Е. А. Структура интеллектуальной системы поддержки исследований параметров сегнетоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко, А. М. Метальников // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 6 (131). – С. 21–24.

3. Кондрашин, В. И. Исследование влияния концентрации примеси на поверхностное сопротивление в ППП (полученных методом спрей-пиролиза) на основе диоксида олова / В. И. Кондрашин, Е. А. Печерская // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники : материалы 19-й Всерос. молодежной науч. школы-семинара. – Ульяновск, 2016. – С. 175–176.

4. Интеллектуальная система управляемого синтеза оксидных покрытий / Е. А. Печерская, П. Е. Голубков, О. В. Карпанин, Г. В. Козлов, А. В. Печерский // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2019. – № 2. – С. 99–108.

5. Intelligent system for active dielectrics parameters research / E. A. Pecherskaya, P. E. Golubkov, A. V. Fimin, T. O. Zinchenko, A. V. Pechersky, J. V. Shepeleva // Procedia Computer Science. Ser. "International Conference on Computational Intelligence and Data Science, ICCIDS 2018" (India, 7–8 April 2018). – Gurugram, Haryana, India, 2018. – P. 1163–1170.

6. Пригожин, И. Порядок из хаоса / И. Пригожин, И. Стенгерс. – Москва : Едиториал УРСС, 2003. – 310 с.

7. РМГ 29–2013. Метрология. Основные термины и определения.

С. С. Мандыбура, А. С. Толочко, Т. М. Владимирова

Северный (Арктический) федеральный университет
им. М. В. Ломоносова, г. Архангельск, Россия

НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ В РЕАЛИЗАЦИИ ТОПЛИВА ДЛЯ АВТОТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

Бензин является главным источником для заправки автотранспортных средств. Не смотря на предпринимаемые государством условия сократить разницу между бензиновыми и электромобилями пока не удаётся.

В настоящие время каждый автовладелец сталкивается с двумя проблемами другими, которые связаны с топливом. Первая проблема – это качество топлива, после заправки, которым автомобиль начинает работать неисправно или из строя выходит один из агрегатов автомобиля. Вторая проблема, которая встречается на каждой пятой автозаправочной станции в России это существенный недолив топлива. Недолив – это преимущественно результат умышленно настроенного параметра в программном обеспечении топливораздаточной колонки.

Данные проблемы существенно бьют по карману автовладельцев по всей стране. Согласно статистическим данным, представленным на сайте yandex.ru [1], за последние 12 лет средняя стоимость литра бензина Ай-95 в России поднялись более чем в 2, 14 раза с 21,52 рублей за литр Ай-95 в 2008 году до 46,02 рублей в январе 2020 года, средний по стране рост стоимости бензина Ай-95 представлен на рис. 1.

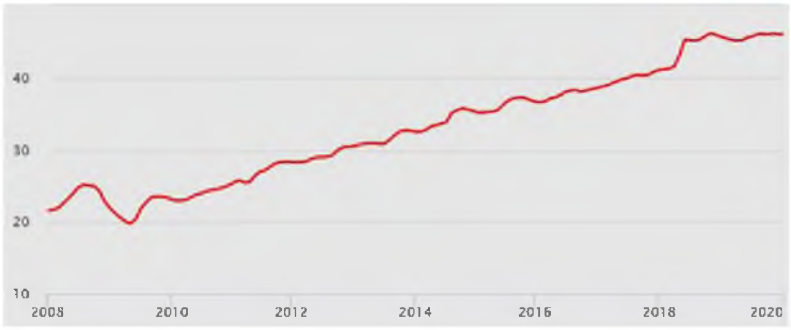


Рис. 1. Динамика розничной стоимости бензина Ай-95 в России

С 1990 года в стране действует ГОСТ 9018–89 «Колонки топливораздаточные [2]. Общие технические условия» с изменениями от 1 декабря 1998 года. За 30 лет требования к контролю качества продукта и технический прогресс шагнули далеко вперёд при этом автовладельцы не защищены от обмана при обслуживании на АЗС. Согласно ГОСТ 9018–89 основная погрешность в работе топливнораздаточной колонки не должна превышать 0,25 % на деле данная цифра может отличаться в десятки раз так, например, с каждого литра можно недополучить 50 мл.

Для оценки неопределенности были проведены прямые многократные измерения объёма бензина марки АИ-95 на ТРК и фактических объёмы поставленного нефтепродукта. Измерения проводились с помощью ППО-40/0,6 [6]. Данные измерения проводились при температуре –1 °С и при давлении 747 мм рт. ст. Результаты измерения объёма АИ-95 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Фактический разливаемый объём АИ-95

№	Объём АИ-95, л		ΔV, л	Δ, %		Цена, □/литр
	ТРК	Факт		ГОСТ, ±	Факт, ±	
1	20	19,7	0,3		0,15	47,70
2	20	19,9	0,1		0,05	
3	20	19,6	0,4		0,20	
4	15	15,1	0,1		0,06	
5	15	14,9	0,1		0,06	
6	25	25,0	0,0		0,00	
7	30	29,7	0,3		0,10	
8	45	44,5	0,5		0,12	
9	35	34,2	0,8		0,23	
10	20	20,0	0,0		0,00	

В соответствии с Руководством по выражению неопределённости (GUM) [3] и Р 50.1.062–2007 [4] оценку выходной величины ΔV, находим как среднее арифметическое значение объёма расхода бензина марки Ай-95 определённой прибором учёта ППО-40/0,6

$$\Delta V = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \Delta V_i = 0{,}260 \text{ м}^3. \quad (1)$$

Для источников неопределённости случайного характера вычисляем стандартную неопределённость по типу А:

$$U_A(\Delta V) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\Delta V_i - \Delta V)^2}{n \cdot (n-1)}} = 0{,}081 \text{ м}^3. \quad (2)$$

Для источников неопределённости систематического характера (приборная погрешность) вычисляем стандартную неопределённость по типу Б:

$$U_B(\Delta V) = \frac{\Delta V_{\text{ГОСТ}}}{\sqrt{3}}, \quad (3)$$

где $\pm\Delta V_{\text{кр}}$ – пределы допускаемой приборной погрешности. Принимаем $\Delta V_{\text{ГОСТ}} = 0{,}0025 \text{ м}^3$.

$$U_B(\Delta V) = \frac{\Delta V_{\text{ГОСТ}}}{\sqrt{3}} = 0{,}001 \text{ м}^3. \quad (4)$$

Вычисляем суммарную стандартную неопределённость:

$$U_C(\Delta V) = \sqrt{U_A(\Delta V)^2 + U_B(\Delta V)^2} = 0{,}081 \text{ м}^3. \quad (5)$$

При наличии вкладов неопределённости типа А, GUM [3] рекомендует брать в качестве коэффициента охвата коэффициент Стьюдента для вероятности 0,95 и эффективного числа степеней свободы ν_{eff}:

$$k = t_{0,95} \cdot (\nu_{eff}). \quad (6)$$

Эффективное число степеней свободы определяется по формуле Велча-Саттерсвейта, которая для прямых многократных измерений с числом наблюдений n имеет следующий вид:

$$\nu_{eff} = (n-1) \cdot \left[\frac{U_C(\Delta V)}{U_B(\Delta V)}\right]^4 = 291221363. \quad (7)$$

Тогда коэффициент охвата будет вычисляться как коэффициент Стьдента для уровней доверия 0,95 и эффективного числа степеней свободы:

$$k = t_{0,95} \cdot (\nu_{eff}) = 1{,}96.$$

Расширенную неопределенность измерений определим по следующей формуле:

$$U(\Delta V) = k \cdot U_C(\Delta V) = 0{,}158 \text{ м}^3. \quad (8)$$

Результат измерения неопределенности бензина будет записан в виде:

$$\Delta V = (0{,}260 \pm 0{,}158)\text{м}^3, p = 0{,}95$$

Бюджет неопределённости измерения объёма потребления бензина предоставлен в табл. 2.

Таблица 2

Бюджет неопределённости потребления бензина

Измеряемая величина	Измеренное значение, м^3	Суммарная стандартная неопределённость, м^3	Эффективное число степеней свободы	Коэффициент охвата	Расширенная неопределённость, м^3
ΔV	0,260	0,081	291221363	1,96	0,158

В условиях, которые сложились на начало 2020 года актуальность проблемы недолива топлива не вызывает сомнений. Развитие и укрепление рыночной экономики требует современную нормативно-правовую базу, позволяющую жёстко и непредвзято контролировать работу автозаправочных станций с целью создания эффективной конкурентной среды. Работа топлевно-энергитических компаний напрямую влияет на все сферы жизнедеятельности человека, особенно ощутимо влияние на экономической части.

Минимизировать неопределённость недолива топлива на АЗС страны можно с помощью концептуально нового подхода разработки жизненного цикла АЗС, в котором будут учтены такие факторы как: химический состав топлива, климатические условия местности, новейшие разработки в области в области метрологии, которые в свою очередь смогут уменьшить погрешность топливнораздаточнох колонок, разработка надёжного программное обеспечения, ограничивающее вмешательства персонала АЗС в работу топливнораздаточных колонок а так же ещё ряд факторов. Одним из важных ключевых направлений минимизации неопределённости должен стать ориентир на потребителя конечной продукции АЗС.

Решения проблемы неопределённости недолива топлива станет развитие ключевых сфер государства. Наиболее важны эффектом станет развитие экономически не только в топлевно-энергитической сфере, но и в государстве в целом. Первым важным шагом в реализации уменьшения неопределённости объёма залитого топлива в машину станет ввод современной нормативно-технической базы, которая будет отвечать существующим требованиям.

Библиографический список

1. Динамика розничных цен на бензин АИ-95 в рублях для России. – URL: https://yandex.ru/news/quotes/213/20002.html (дата обращения: 23.01.2020).

2. ГОСТ 9018–89. Колонки топливораздаточные. Общие технические условия. – URL: https://neftegaz.ru/tech-library/oil-equipment/150293-gost-9018-89-kolonki-toplivorazdatochnye-obshchie-tekhnicheskie-usloviya/ (дата обращения: 23.01.2020).

3. ISO/IEC Guide 98:1995. Руководство по выражению неопределенности измерений : пер. с англ. – Санкт-Петербург : ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, 1999. – Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM). – 102 с.

4. ГОСТ Р 50.1.062–2007. Статистические методы. Неопределенность при повторных измерениях и иерархических экспериментах. – Москва : Стандартинформ, 2008. – 36 с.

5. Ставим на счетчик. – URL: https://rg.ru/2019/10/20/glava-rosstandarta-rasskazal-o-novom-poriadke-poverok-v-sfere-zhkh.html (дата обращения: 23.01.2020).

6. ППО-40/0,6. Счетчик жидкости. – URL: http://xn--90ahjlpcccjdm.xn--p1ai/catalog/ppo-40-0-6-schetchik-zhidkosti/ (дата обращения: 23.01.2020).

Е. А. Демина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ И СТАНДАРТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ АО «ПО "ЭЛЕКТРОПРИБОР"»

Важнейшим фактором повышения уровня жизни, экономической, социальной и экологической безопасности является качество выпускаемой продукции. Базой для решения проблемы качества и наиболее общей формой ее оценки является стандартизация,

давно и широко осуществляемая в развитых промышленных странах. На качество производимой продукции в организации в огромной мере влияет качество технологических процессов (далее – ТП), качество сырья и промежуточных продуктов. Однако при производстве недостаточно используются системный подход, статистические методы и стандарты, т.е. недостаточно используется количественная характеристика степени совершенства каждого из произведенных изделий. И это несмотря на то, что условия для их внедрения в промышленности благоприятны, так как виды продукции почти не меняются, и накопленный в заводских лабораториях и технологических службах цехов статистический материал может послужить базой для проведения статистических исследований [1].

Однако, следует помнить, что формирование качества продукции начинается на стадии ее проектирования. Качество конечной продукции во многом зависит от качества всех видов технической документации, по которой продукция изготавливается, ремонтируется, эксплуатируется.

В фазе исследования разрабатываются технические и экономические принципы, создаются функциональные образы (модели), создается опытный образец. На стадии конструктивно-технологических работ подготавливают внедрение изделия в производство [2].

Обеспечение качества продукции – совокупность планируемых и систематически проводимых мероприятий, создающих необходимые условия для выполнения каждого этапа жизненного цикла продукции (изделия) и обеспечения требований к качеству. Продукция – комплексное понятие [3].

Это результат деятельности фирмы, который может быть представлен товарами, продуктами (имеющими вещественную форму) и услугами (не имеющими вещественной формы). Для производства той или иной продукции необходима техническая документация, которая сопровождает изделие (продукт) на всех этапах жизненного цикла включая утилизацию.

АО "ПО "Электроприбор" является одним из ведущих предприятий России по изготовлению и поставке средств телекоммуникации и связи специального назначения, которые обеспечивают надежную криптографическую защиту конфиденциальной речевой, документальной, графической информации и применяются на стационарных и подвижных (на колесной и гусеничной базе, на вертолетах, самолетах, космических аппаратах, на надводных и подводных объектах морского базирования) пунктах управления различного назначения.

В настоящее время предприятие серийно изготавливает и поставляет:

- комплексы технических средств криптографической защиты, повышения достоверности, передачи/приема и распределения данных;
- аппаратуру криптографической защиты речевой, документальной (от ПЭВМ) и факсимильной информации;
- коммутационное оборудование;
- устройства преобразования сигналов для передачи цифровой информации;
- модемы и мультиплексоры для передачи информации по каналам тональной частоты и основному цифровому каналу.

Изготавливаемая предприятием аппаратура относится к программно- аппаратным техническим средствам и требует от обслуживающего персонала твердых навыков по ее грамотной эксплуатации, проведению своевременного технического обслуживания и ремонта.

Акционерное общество «Электроприбор», в тесном сотрудничестве с ведущими научно-исследовательскими институтами и организациями страны, ежегодно осваивает и изготавливает новую продукцию средств телекоммуникации и связи специального назначения.

Многолетний опыт эксплуатации изделий, выпускаемых организацией, подтвердил их надежность в самых различных точках России и за рубежом.

Организация технической подготовки производства, мониторинга, измерения процессов и продукции позволяют выпускать продукцию, удовлетворяющую потребности и ожидания потребителей.

Организация своей деятельностью стоит на страже суверенитета страны, стремясь повысить ее обороноспособность, способствует улучшению экологии и быта россиян, выпуская качественную и вместе с тем доступную продукцию.

Стратегия «Электроприбор» – быть лидером среди предприятий,

выпускающих аналогичную продукцию, по удовлетворению потребностей и ожиданий потребителей. Тактика организации – планомерное развитие производства в части повышения уровня технологии изготовления изделий, установление тесных связей с разработчиками аппаратуры и средств телекоммуникации, снижение себестоимости изделий за счет специализации производства, ведение активной рекламной политики, выход на международный рынок, безусловное выполнение всех договорных обязательств в согласованные сроки.

В организации функционирует интегрированная система менеджмента качества, отвечающая требованиям двух международных стандартов ГОСТ ISO 9001–2015 «Системы менеджмента качества. Требования» [4] и ГОСТ Р ИСО 14001–2016 «Системы экологического менеджмента. Требования и руководство по применению» [5].

Поэтому организация осуществляет свою деятельность не только в рамках системы менеджмента качества, но и в рамках системы экологического менеджмента, для чего разработана политика в области качества и экологическая политика предприятия.

В соответствии с ФЗ «О стандартизации в Российской Федерации» и его статьями, вступающими в силу с 1 июля 2016 г., общей целью стандартизации является защита интересов потребителей и государства по вопросам качества продукции, процессов и услуг. Стандартизация как деятельность обеспечивает решение следующих задач.

1. Повышение уровня безопасности

2. Обеспечение конкурентоспособности продукции, работ, услуг, рационального использования ресурсов, совместимости и взаимозаменяемости технических с редств, информационной совместимости, сравнительного анализа характеристик продукции, государственных заказов, внедрения инноваций, подтверждения соответствия продукции, решений арбитражных споров, судебных решений, выполнения поставок.

3. Создание систем классификации и кодирования технико-экономической и социальной информации, систем каталогизации продукции, систем обеспечения качества продукции, систем поиска и передачи данных, доказательной базы и условий выполнения требований технических регламентов.

4. Содействия проведению работ по унификации.

Все перечисленные задачи и принципы должны выполняться на АО «ПО«Электроприбор», который занимается разработкой различных изделий, таких как ружье для подводной охоты, различные узлы и сборочные единицы на заказ, применяемые в машиностроении и приборостроении. С этой целью специалистами завода самостоятельно разрабатывается конструкторская и технологическая документация для выпуска изделий. Для подтверждения качества разработанной документации, используемой при производстве продукции, необходимо проводить нормоконтроль [6].

Заключение

Одним из важнейших условий выпуска качественной продукции на АО «ПО «Электроприбор», занимающееся, в том числе, разработкой технической документации на изготавливаемые изделия, является обеспечение качества данной документации путем проведения нормоконтроля.

В связи с важностью работы нормоконтролера считаю, что его функции следует поручать специалистам высокой квалификации в данной области, обладающим определенными личными качествами.

Так как обеспечением качества документации на заводе занимается конструкторско-технологическое бюро по стандартизации, то для совершенствования и обеспечения эффективности его работы, для повышения качества технического контроля, технологического, метрологической экспертизы, унификационного контроля и нормоконтроля к рекомендую руководителю и работникам принимать участие в конференциях по вопросам стандартизации, в том числе на предприятии (в организации), по пропаганде и обмене опытом в области стандартизации и планировании работ по нормоконтролю.

Библиографический список

1. Сыроежин, И. М. Совершенствование системы показателей эффективности и качества / И. М. Сыроежин. – Москва : Экономика, 1980. – 192 с.
2. ГОСТ Р 1.15–2017. Службы стандартизации в организациях. Правила создания и функционирования.
3. ГОСТ Р ИСО 9000–2015. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь.
4. ГОСТ Р ISO 9001–2015. Система менеджмента качества.
5. ГОСТ Р ИСО 14001–2016. Системы экологического менеджмента. Требования и руководство по применению.
6. СТО ЛДИГ.40.053–2014. Нормоконтроль технической документации.

Н. П. Ординарцева[1], Ignacio Lira Canguilhem[2]

[1]Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

[2]Pontificia Universidad Católica de Chile Departamento de Ingeniería Mecánica y Metalúrgica (Department of Mechanical and Metallurgical Engineering), Chile

О ПЕРЕСМОТРЕ GUM: ИНТЕРВАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Неоспоримой заслугой «Руководства по выражению неопределенности в измерениях» (GUM) [1] является установление единства в оценивании неопределённости измерений. GUM предоставляет концептуальный подход, позволяющий выполнять совместную обработку вкладов неопределенности, возникающих как из-за случайных, так и из-за систематических влияний и оценивать неопределенность измерения однозначным и принятым на международном уровне способом объединения всех видов вкладов неопределенности [2].

Но несмотря на достоинства GUM, этот документ не лишен недостатков, некоторые из которых являются значительными [3]. Эти недостатки никогда не скрывались, о них говорится и в самом GUM.

Недостатки GUM. Во-первых, представленный в GUM подход оценивания неопределенности измерений основан на разложении модели калибровочной характеристики СИ в ряд Тейлора первого порядка и позволяет получать достоверные результаты как в отношении оценок измеряемых величин, так и неопределенности измерений только в случае линейности модели измерения. Частично корректировать нелинейность модели позволяет учет членов более высокого порядка при разложении функции калибровочной характеристики СИ в ряд Тейлора. Но в этом случае необходимо выполнение следующих условий:

– раскладываемая функция должна иметь непрерывную производную по входным величинам x_i в окрестностях наилучших оценок $\overline{x_j}$;

– величины, входящие в члены разложения функции калибровочной характеристики в ряд Тейлора высших порядков, должны быть независимыми;

– величины x_j должны иметь нормальный закон распределения вероятностей;

– члены высших порядков, не включенные в аппроксимацию функции калибровочной характеристики СИ, должны быть пренебрежимо малыми.

Во-вторых, в случае, если алгоритм измерений разветвленный и присутствуют условные переходы («IF», «THEN», «ELSE»), это делает невозможным оценить суммарную неопределенность измерений.

В монографии [4, с. 54–58, 119–123] автор привел критические замечания гипотезы нормальности в измерениях. Предположение о нормальности погрешности СИ является слишком жестким, а встречающиеся в метрологии распределения достаточно разнообразны. В качестве аргумента можно привести результаты исследований П. В. Новицкого и его школы [4, с. 119-123]. Гистограммы распределения температуры, влажности и атмосферного давления по результатам пятилетних метеорологических наблюдений для Московской области [4, с. 120] иллюстрируют невыполнение в реальных измерениях исходных предпосылок гипотезы нормальности. Даже если температура, влажность и атмосферное давление не являются измеряемыми ФВ, как влияющие факторы они присутствуют в любом измерении.

Приближение реального распределения с помощью кривых из семейства Пирсона или его подсемейств – чисто формальная операция. Именно из таких соображений критиковал параметрическую статистику и получаемые на ее основе параметрические оценки академик С. Н. Бернштейн еще в 1927 году в своем докладе на Всероссийском съезде математиков [5], со ссылкой на [4, с. 132].

В-третьих, процедура, предлагаемая GUM для получения интервала, содержащего значение измеряемой ФВ с заданной вероятностью, оказалась недостаточно раскрытой, и, как следствие, недостаточна универсальной. GUM использует стандартную неопределенность как главный параметр для количественного выражения неопределенности измерения, но в большинстве практических приложений требуется дополнительная мера – интервал охвата для заданной вероятности p. Однако, чтобы получить достоверный интервал охвата, необходимо иметь сведения о законе распределения вероятностей измеряемой величины. В соответствии с GUM-подходом плотность распределения вероятностей выходной величины в явном виде не определяют, так как задача нахождения плотности распределения вероятностей является достаточно сложной с математической точки зрения, требующей нахождения свертки распределений. Построение интервала охвата осуществляется с помощью дополнительной меры неопределенности, называемой «расширенной неопределенностью», которая рассчитывается умножением стандартной неопределенности $u(y)$ на коэффициент охвата k. Некоторые ученые ставят под сомнение обоснованность использования формулы Уэлча-Саттертуэйта при построении интервалов охвата [4].

Принятый в качестве доминирующего частотный подход для интерпретации распределений вероятностей не исправляет недостатки GUM. Возрождение Байесовского подхода [6], когда обновляется состояние знаний при появлении новых знаний: производится объединение априорных распределений вероятностей и новых данных, чтобы получить апостериорное распределение вероятностей, – также основывается на необходимости приписывать всем входным величинам плотности распределения вероятностей. Эти плотности вероятностей называются *"state-of-knowledge PDF"* [7]. Другими словами, знания об измеряемой ФВ представляются с помощью случайной величины, которой на основании имеющихся о ней знаниях можно приписать плотность вероятностей, а отклонения величины будут являться точными моментами соответствующего порядка этой плотности вероятностей. В этом случае стандартная неопределенность, возникающая из

способа оценивания по типу А, больше не является оценкой стандартного отклонения, а представляет собой параметр функции плотности распределения вероятностей, установленной на основании доступного знания, как и неопределенность, оцененная по типу В, – классификация способов оценивания неопределенности на типы А и В оказалась больше не нужной в новом, находящемся в процессе обсуждения научной общественностью, «Руководстве по выражению неопределенности измерения» [8, 9].

Отмеченные выше критические замечания в отношении GUM-подхода обосновывают необходимость и актуальность его дальнейшего развития, например, используя интервальный метод оценивания неопределенности измерений [10].

Библиографический список

1. JCGM 100:2008 Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, GUM 1995 with minor corrections.
2. Ординарцева, Н. П. Погрешность неопределенности или неопределенность погрешности / Н. П. Ординарцева // Законодательная и прикладная метрология. – 2012. – № 6. – С. 41–44.
3. Ефремова, Н. Ю. Недостатки и причины пересмотра «Руководства по выражению неопределенности измерения» / Н. Ю. Ефремова // Неопределенность измерений: научные, законодательные, методические и прикладные аспекты (UM-2016) : сб. докл. XIII Междунар. науч.-техн. семинара. – Минск : БелГИМ, 2016. – С. 57–61.
4. Ординарцева, Н. П. Планирование эксперимента: модели, анализ, неопределенность измерений : монография / Н. П. Ординарцева. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – 242 с.
5. Бернштейн, С. Н. Современное состояние теории вероятностей и ее приложений / С. Н. Бернштейн // Труды Всерос. съезда математиков (г. Москва, 27 апреля – 4 мая 1927 г.). – Москва ; Ленинград : ГИЗ, 1928. – С. 50–63.
6. Lira, I. Bayesian analysis of an errors-in-variables regression problem / I. Lira, D. Grientshnin // Advanced Mathematical and Computational Tools in Metrology and Testing XI : International Conference (Technology & Innovation Centre, 29–31 August 2017). – Glasgow, Scotland ; United Kingdom : University of Strathclyde, 2017. – P. 23–24.
7. JCGM 102:2011 Supplement 2 to the "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement" – Extension to any number of output quantities.
8. JCGM 100:201X (CD) Evaluation of measurement data – Guide to the Expression of Uncertainty Measurement.
9. JCGM 110:201X (CD) Evaluation of measurement data – Examples of uncertainty evaluation.
10. Ординарцева, Н. П. Интервальные методы исследования в современных метрологических задачах / Н. П. Ординарцева // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шляндинские чтения – 2019») : материалы XI Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 28–30 ноября 2019 г.) – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – С. 81–83.

N. P. Ordinartseva[1], Ignacio Lira Canguilhem[2]

[1]Penza State University, Penza, Russia

[2]Pontificia Universidad Católica de Chile Departamento de Ingeniería Mecánica y Metalúrgica (Department of Mechanical and Metallurgical Engineering), Chile

THE GUM-REVISION: AN INTERVAL METHOD FOR ESTIMATING MEASUREMENT UNCERTAINTY

The indisputable merit of the "Guide to the expression of uncertainty in measurements" (GUM) [1] is the establishment of unity in the evaluation of measurement uncertainty. GUM