

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

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 Тхьонг 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., Валеико 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., Валинцева 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., Евсеев 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
Герашенко С. М., Герашенко С. И., Зюлькина Л. А., Удальцова Е. В., Карнаухов В. В., Костригина Е. Д. ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ТКАНЕЙ ПАРОДОНТА.....	240
Герашенко С. М., Янкина Н. Н., Янкин Н. Н., Зефиоров 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., Сарыбаев 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 ЗАДАНЫМИ 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 1 мГц и разрешением по амплитуде 1 мВ.

Сопротивление исследуемой резонансной электрической цепи преобразуется в напряжение измерительной цепью (ИЦ), построенной на основе ОУ DA1. 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 LRC -цепь.

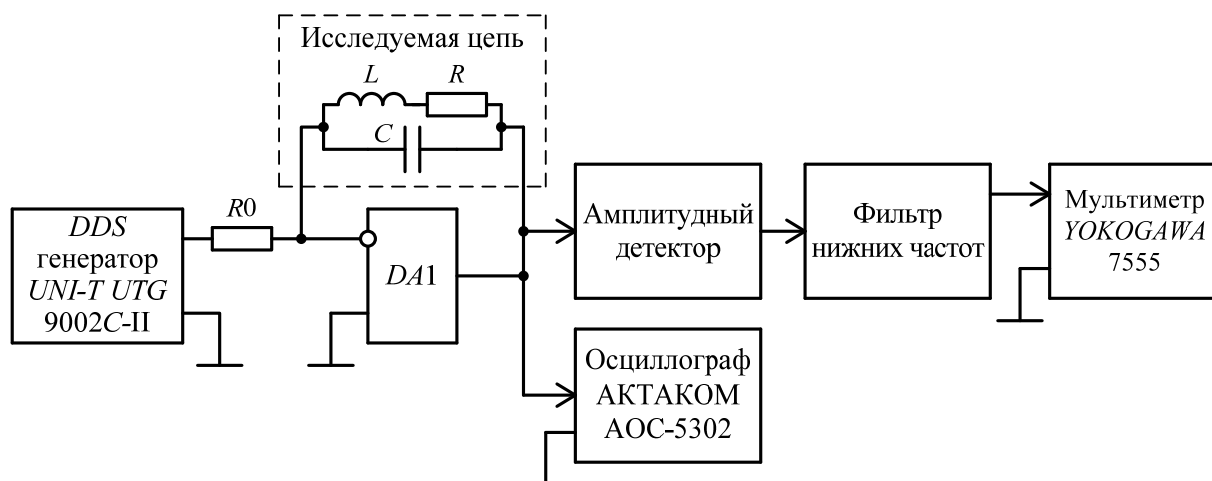


Рис. 1. Схема стенда для исследования резонансных электрических цепей

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 DA1, 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 $\pm 1\%$ 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.

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:

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

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:

$$i_{св} = A_k e^{p_k t} + A_{k-1} e^{p_{k-1} t} + \dots + A_1 e^{p_1 t}. \quad (1)$$

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 p_1 и двух комплексно сопряженных корней характеристического уравнения $p_2 = -\delta + j\omega$, $p_3 = -\delta - j\omega$ свободная составляющая общего решения дифференциального уравнения (1) может быть представлена в виде

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{(-\delta + j\omega)t} + A_3 e^{(-\delta - j\omega)t}, \quad (2)$$

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:

$$i_{св} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{-\delta t} (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) + A_3 e^{-\delta t} (\cos(-\omega t) - j \sin(-\omega t)) =$$

$$= A_1 e^{p_1 t} + (A_2 + A_3) e^{-\delta t} \cos(\omega t)$$

Однако если постоянные интегрирования также являются комплексно сопряженными

$$A_2 = a + jb, A_3 = a - jb,$$

то MathCAD не обеспечивает построение соответствующего графика переходного процесса.

Свободная составляющая решения дифференциального уравнения (1) для комплексно сопряженных корней (векторы p_2 и p_3) и комплексно сопряженных постоянных интегрирования может быть представлена в MathCAD в виде двух составляющих I_2 и I_3 , которые также представляют собой комплексные величины:

$$I_2(a, b, \delta, \omega, t) := (a + j \cdot b) \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \cos(\omega \cdot t) + j \cdot (a + j \cdot b) \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$I_3(a, b, \delta, \omega, t) := (a - j \cdot b) \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \cos(-\omega \cdot t) + j \cdot (a - j \cdot b) \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \sin(-\omega \cdot t)$$

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

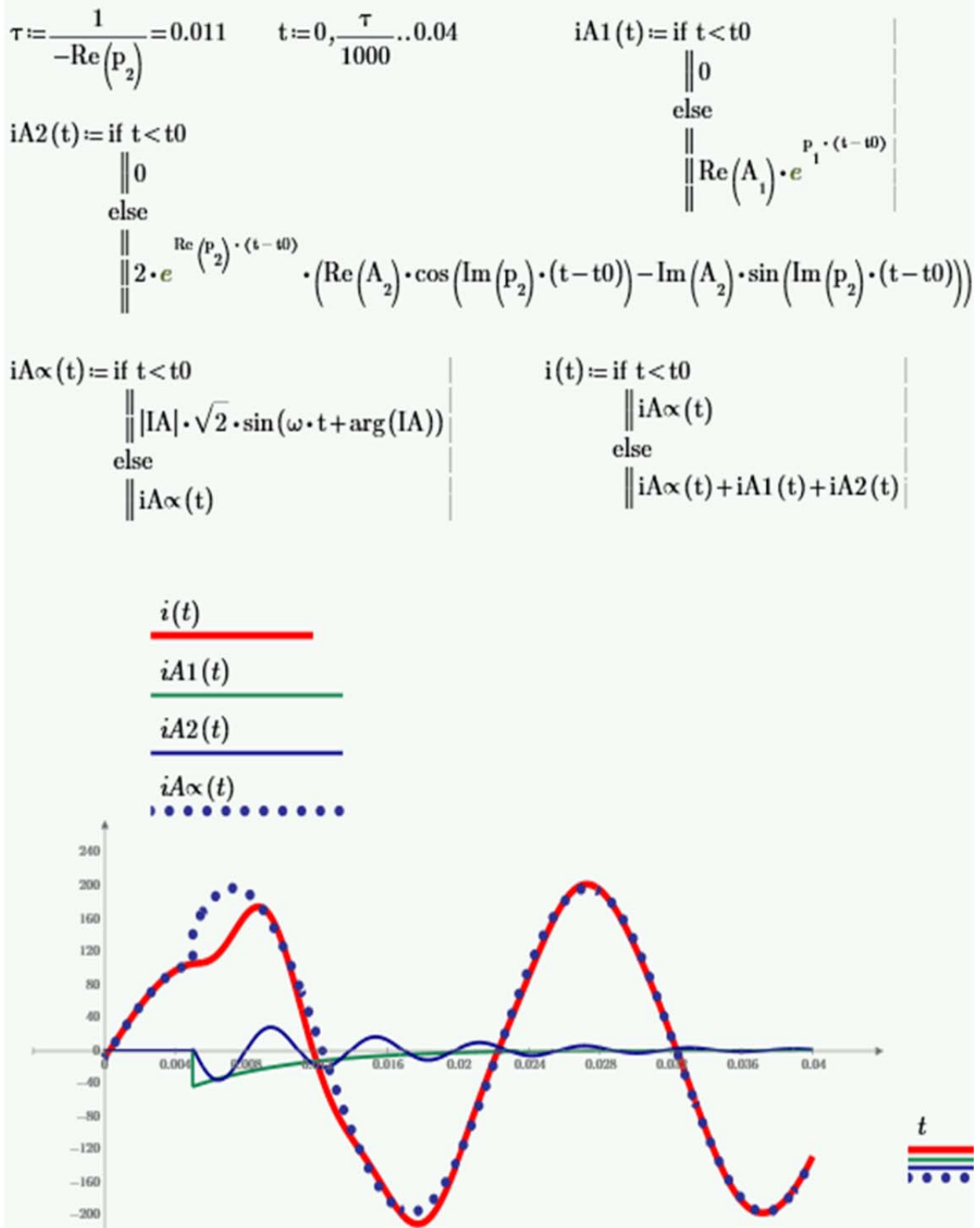
$$I_2(a, b, \delta, \omega, t) + I_3(a, b, \delta, \omega, t) \xrightarrow{\text{simplify}} 2 \cdot e^{-(t \cdot \delta)} \cdot (a \cdot \cos(t \cdot \omega) - b \cdot \sin(t \cdot \omega))$$

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 $t_0 = 0,005$ с. График построен для случая трех корней характеристического уравнения: одного вещественного корня p_1 и двух комплексно сопряженных корней p_2 и p_3 . Ток $i_{A1}(t)$ соответствует вещественной постоянной интегрирования A_1 , а ток $i_{A2}(t)$ – двум комплексно сопряженным постоянным интегрирования A_2 и A_3 . Ток $i_{A\infty}(t)$ 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.



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.

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 Φ . Значение угла поворота Φ 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 Φ , изменяется после прохождения анализатора следующим образом:

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

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

Для $\varphi = 45^\circ$ и малых Φ справедлива аппроксимация

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

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

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

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 нанотехнологий: 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].

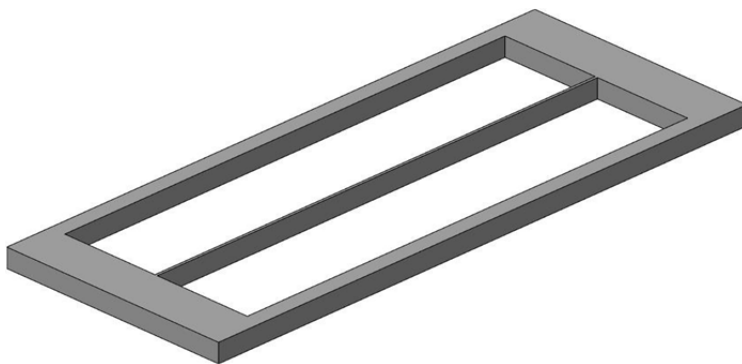


Рис. 1. Кремниевая струна и рамка жесткости в измененной геометрии

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 $7 \cdot 10^{-7}$.

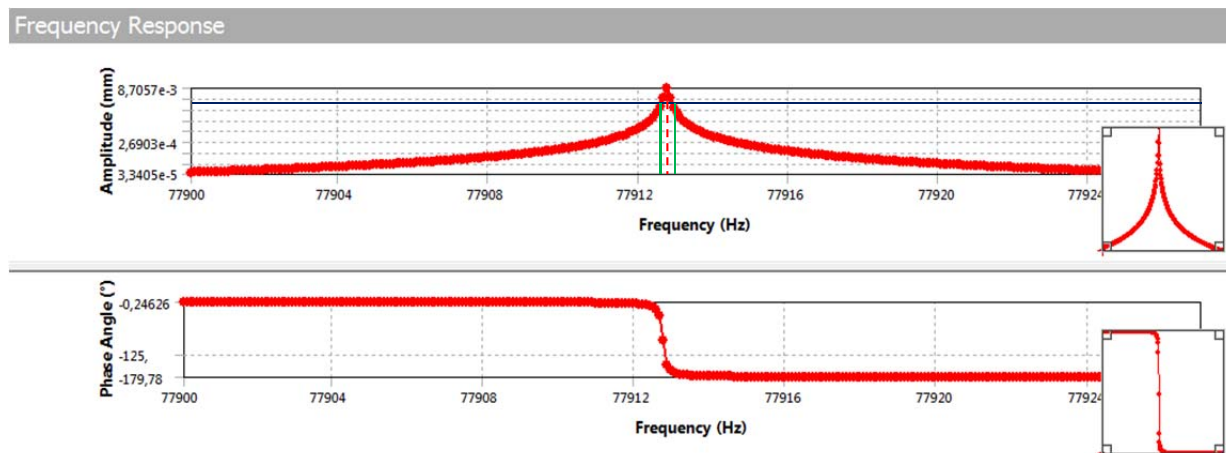


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ рассматриваемой кремниевой струны под действием распределённой по её площади гармонической силы общим усилием в 10 нН

Отмечено заниженное значение для коэффициента затухания, т.к. усилием в 10 наноНьютонов 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. Отталкиваясь 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. 2569409С1 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

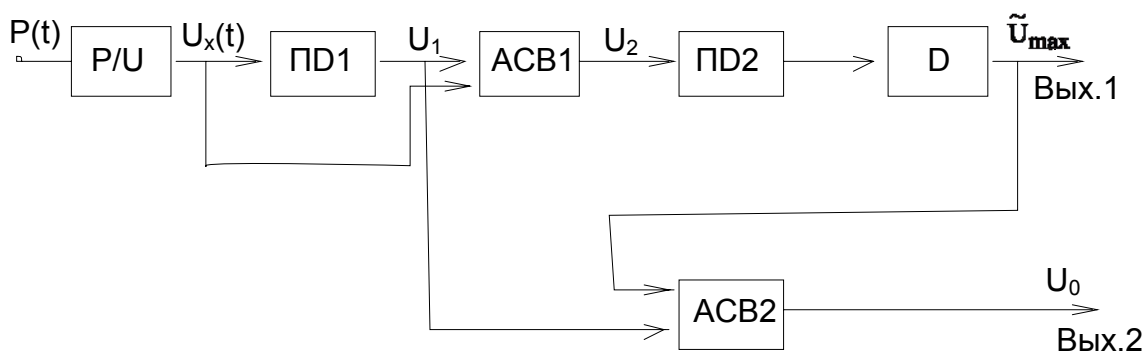
ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ДАВЛЕНИЯ ЖИДКОСТИ ИЛИ ГАЗА

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 $\tilde{P}(t)$ 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 необходимо измерить пульсирующее напряжение низкого и инфракрасного частотных диапазонов. Известные методы не позволяют быстро (в течение 2 периодов) и достоверно получить информацию об изменении 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 вход 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 АСВ2. 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 быстропотекающих процессах / Н. А. Бойков, П. С. Звездин, Л. Б. Резник. – Москва : Энергия, 1970. – 64 с.
2. Максимов, В. П. Измерение, обработка и анализ быстропотекающих 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 А1, G 01 R 19/04. Амплитудный преобразователь / Першенков П. П., Александров К. С., Чижигов 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 находится 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 $\underline{u}_{Б2}$.

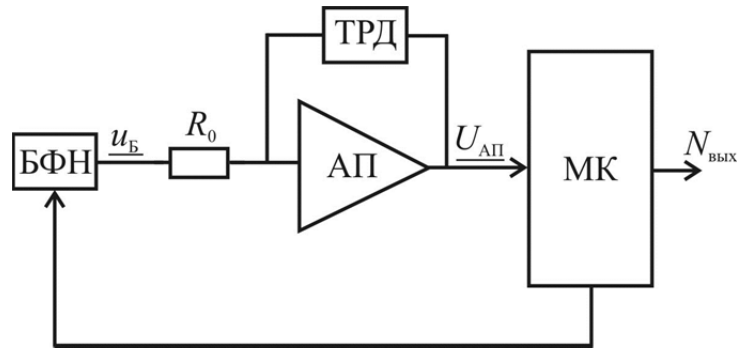


Рис. 1. Измерительная цепь определения параметров двухполюсника

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.

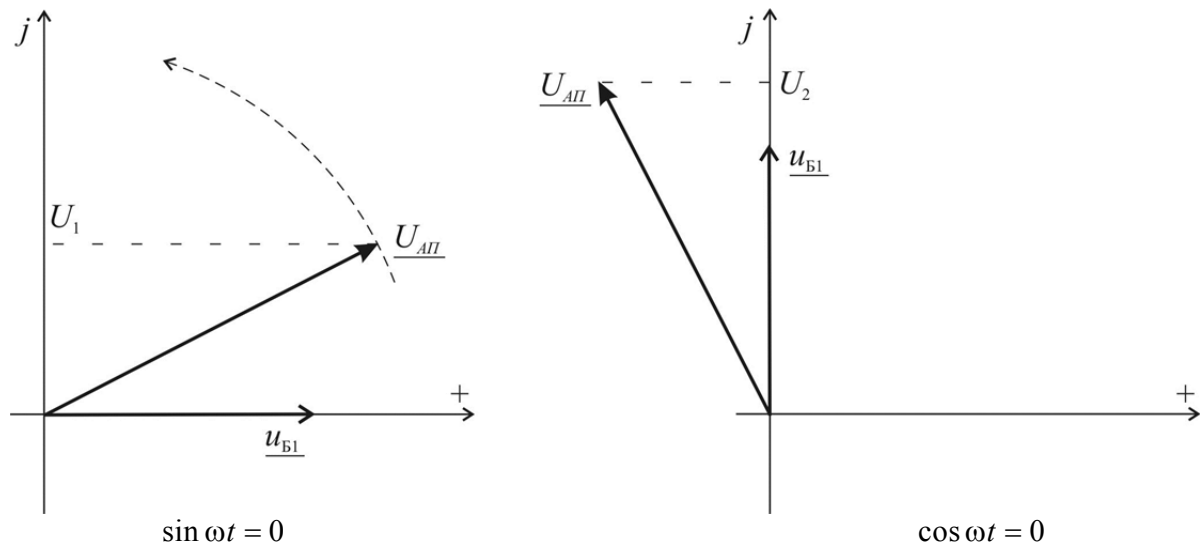


Рис. 2. Векторная диаграмма напряжений измерительной цепи резонансного двухполюсника

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

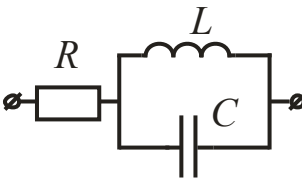
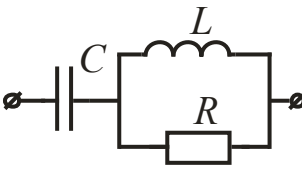
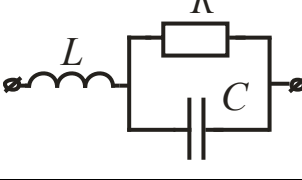
$$U_1 = -U_0 \frac{\omega L - 1/\omega C}{R_0}, \quad U_2 = -U_0 \frac{R}{R_0}.$$

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

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

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

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 цепи (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. Оpubл. 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 $\overrightarrow{h_{kc}}$, а на вход амплитудного корректора (АК) подается отклик ФК $\overrightarrow{h_{kc-\phi_k}}$.

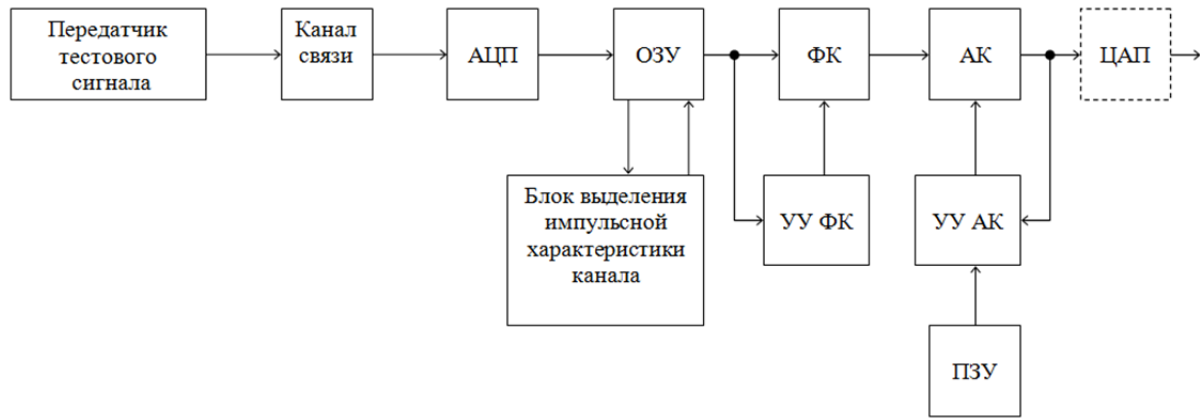


Рис. 1

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

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

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

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

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

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

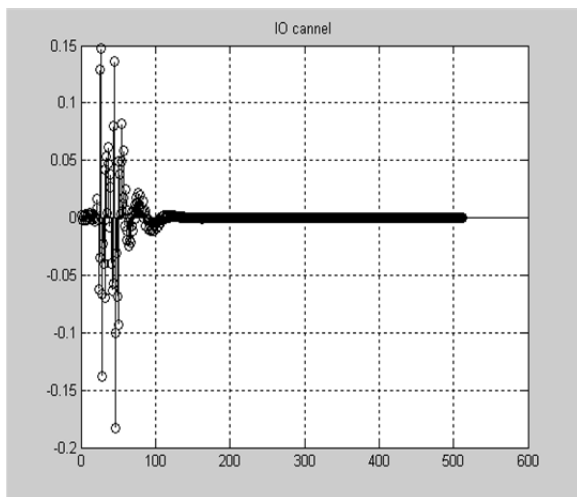


Рис. 2

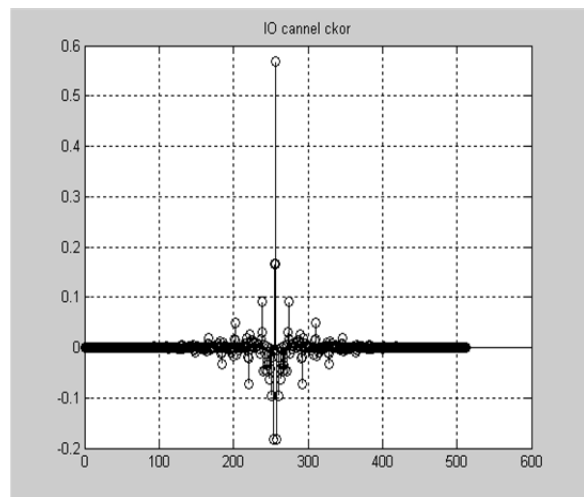


Рис. 3

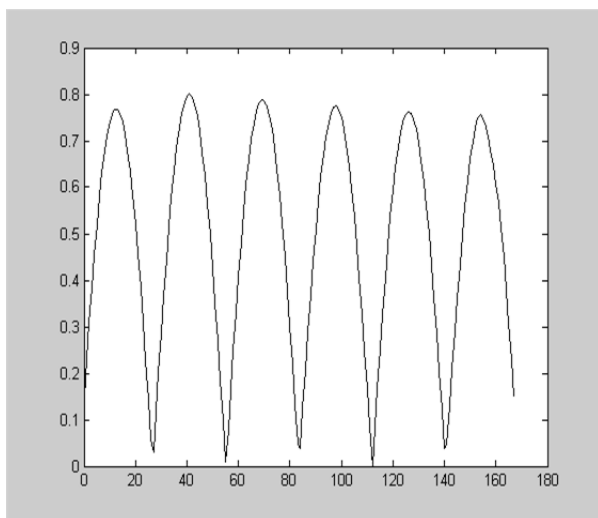


Рис. 4

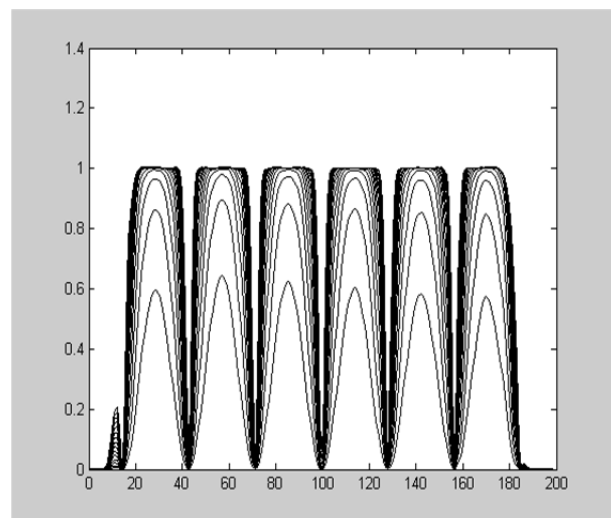


Рис. 5

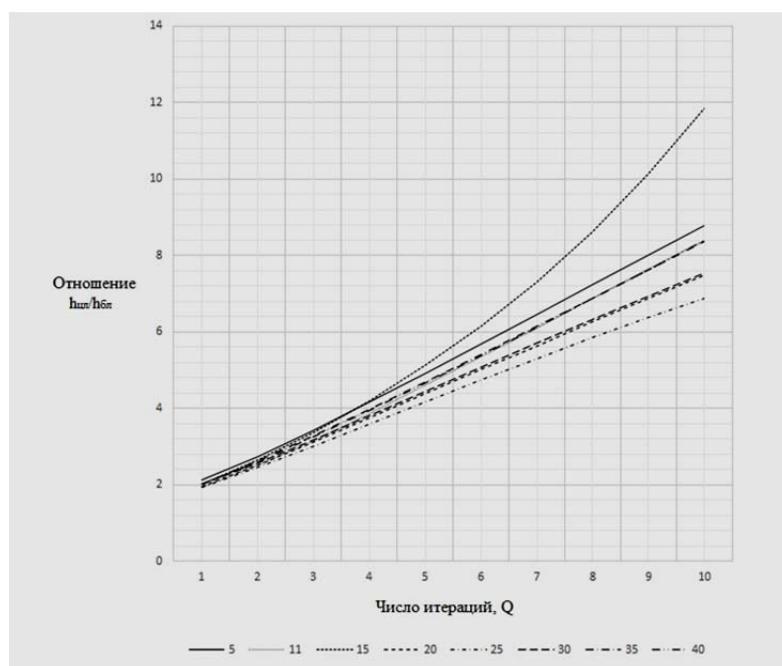


Рис. 6

Проведенные исследования показали, что использование предложенного алгоритма для коррекции многолучевости увеличивает отношение лучей $h_{\text{цл}}:h_{\text{бл}}$ 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 той 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_t . Деформация мембраны воспринимается тензорезистором и преобразуется в относительное изменение сопротивления тензорезистора ε_r , которое в измерительной цепи преобразуется в величину выходного напряжения $U_{\text{вых}}$.

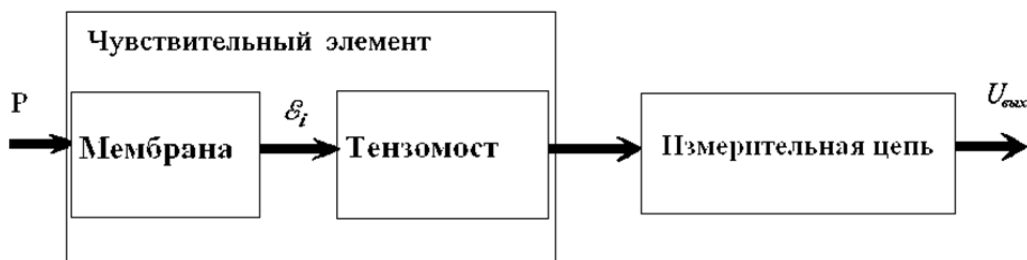


Рис. 1. Структурная схема тензорезистивного датчика давления.

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.

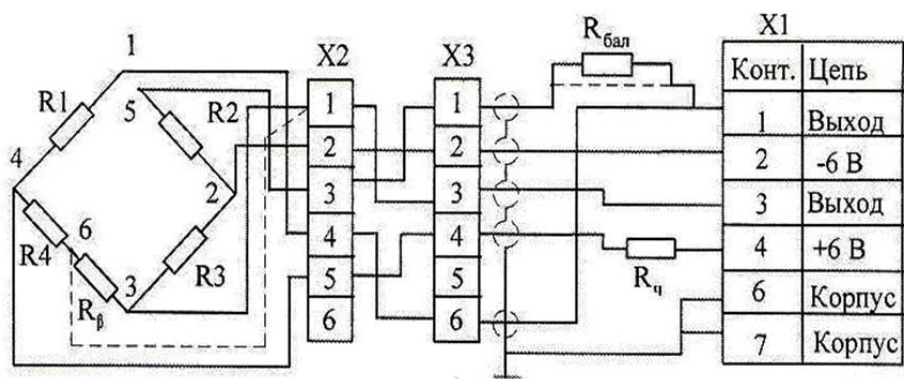


Рис. 2. Электрическая схема датчика

- 1 – контактная площадка тензорезистора R_1 ;
- 2 – контактная площадка тензорезисторов R_2 и R_3 ;
- 3 – контактная площадка тензорезистора R_3 и термокомпенсационного резистора R_β ;
- 4 – контактная площадка тензорезисторов R_1 и R_4 ;
- 5 – контактная площадка тензорезистора R_2 ;
- 6 – контактная площадка тензорезистора R_4 и термокомпенсационного резистора R_β ;
- $X1$ – внешний разъём датчика; $X2$ – контактная колодка ЧЭ;
- $X3$ – металлостеклянный гермопроходник;
- $R_{\text{бал}}$ – резистор для подгонки начального выходного сигнала датчика;
- $R_\text{ч}$ – резистор для подгонки чувствительности датчика.

Тензорезисторы R_1 , R_2 , R_3 , R_4 соединены в мостовую схему. Термокомпенсационный резистор R_β предназначен для температурной компенсации изменения начального выходного сигнала тензомоста от температуры. Резистор $R_{\text{бал}}$ предназначен для подгонки начального выходного сигнала датчика, а резистор $R_\text{ч}$ – 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 // Микро-технологии 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. Бигалиева¹, Р. М. Утебаев¹, А. К. Тумабаева²

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

²Пензенский 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.

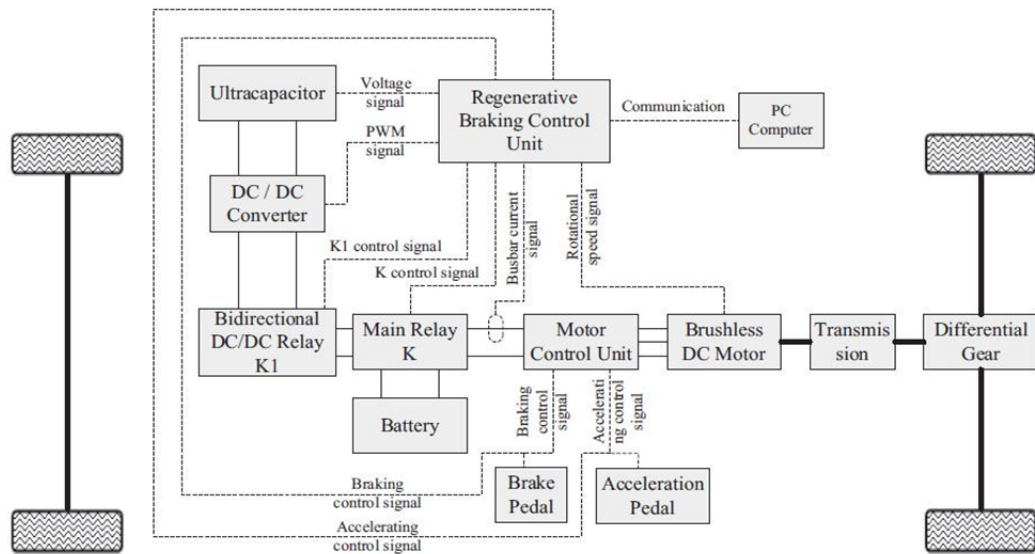


Рис. 1. Структурная схема системы управления рекуперативным торможением [4]

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.

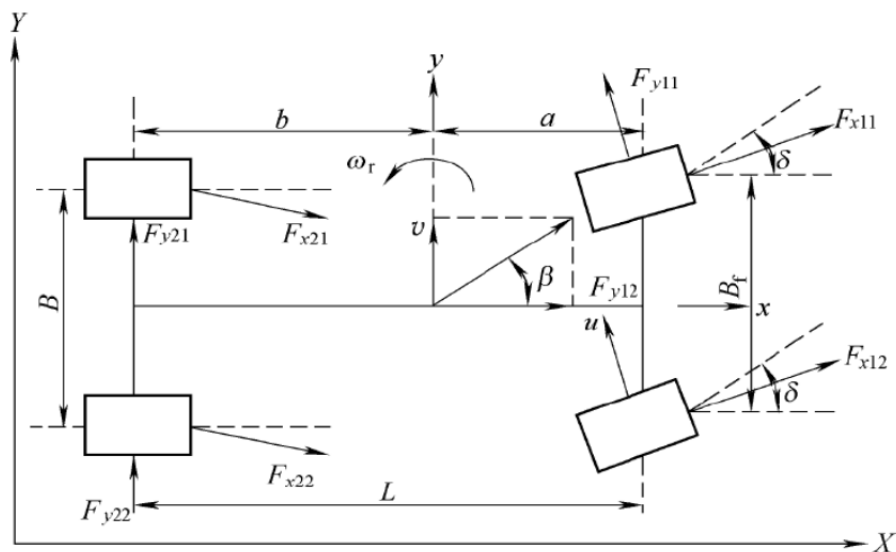


Рис. 2. Модель динамики автомобиля [2]

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 максимальной рекуперации энергии, координирующая отношения распределения между двигателем и механической тормозной системой, является основой стратегии управления торможением электромобиля.

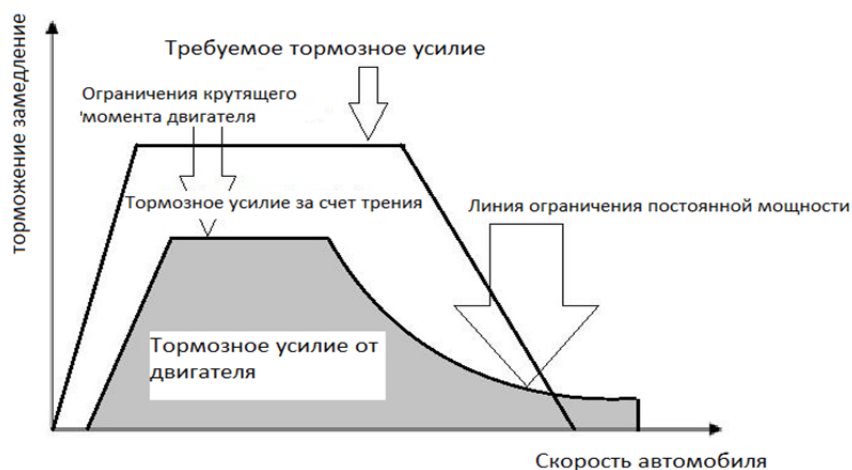


Рис. 3. Принципиальная схема распределения тормозного усилия

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

$$F_{general} = F_f + F_m. \quad (1)$$

Объявление скорости есть

$$\frac{du}{dt} = \frac{F_f + F_m + F_l}{m}, \quad (2)$$

где F_l – коэффициент торможения для потерь при торможении, а m – масса 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 F_m . 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.springeropen.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. Михайлов¹, Л. Базарбаева², Е. Д. Фадеев³,
А. П. Михайлов⁴, М. К. Бактыбаев²**

¹Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

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

³Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

⁴ООО «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].

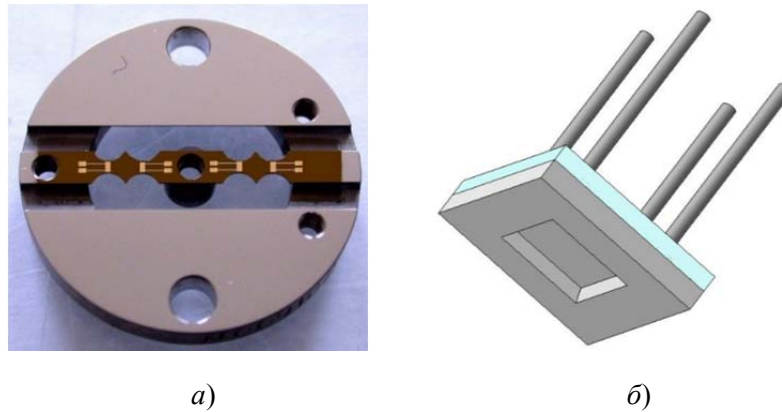


Рис. 1. Конструкции:
а) ЧЭ металлопленочного ПД; б) ИМ полупроводникового ПД

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].

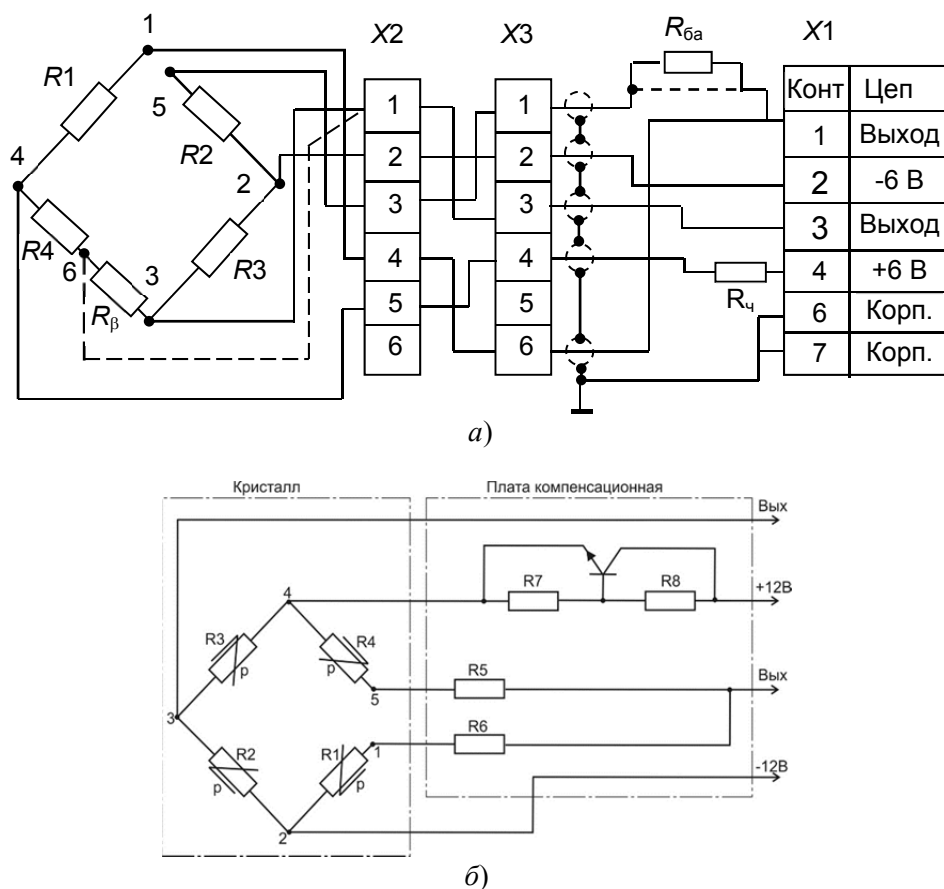


Рис. 2. Принципиальные схемы ДД:
а) тензорезисторного металлопленочного; б) пьезорезисторного кремниевого

Из схемы 2 видно, что благодаря наличию отдельных контактных площадок и промежуточных контактных колодок, можно контролировать как отдельные тензорезисторы $R1...R4$ 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 контактных 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].

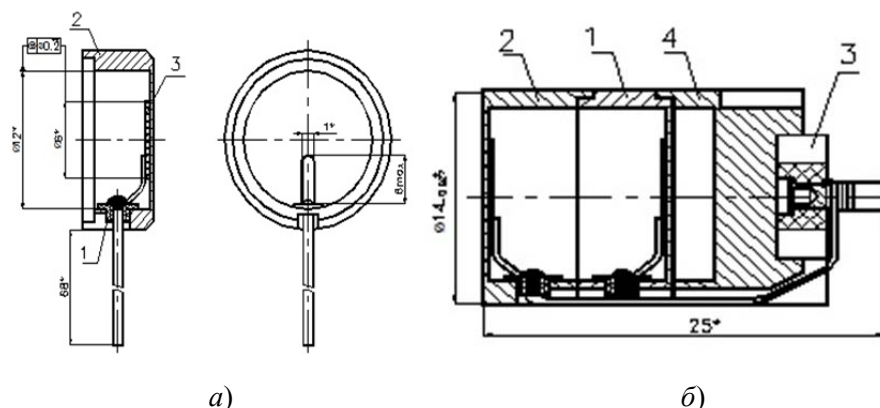


Рис. 3. Конструкции компонентов пьезоэлектрического ПД:
а) ЧЭ (1–контактный узел, 2–корпус, 3–пьезоэлемент); б) ИМ
(1– виброкомпенсационный ПЭ и 2–рабочий ПЭ, 3–контактная колодка, 4–корпус)

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. 4а, 4б).

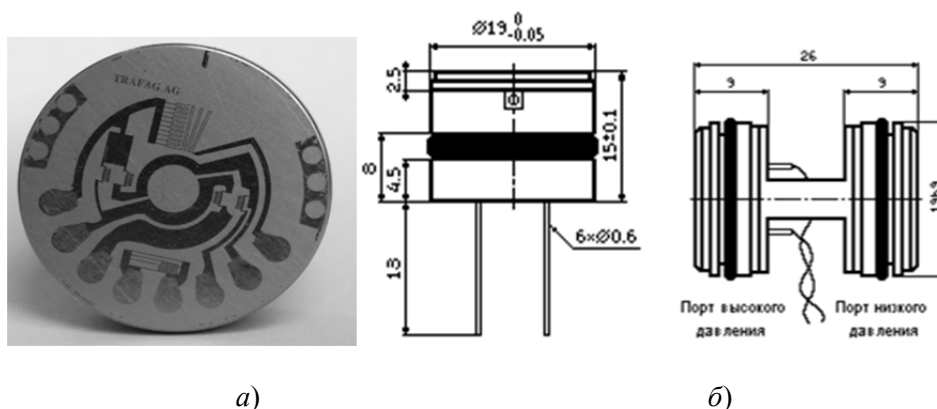


Рис. 4. Конструкции: а) тензорезистивного ИМ «Канти Лавер» фирмы *Trafag*;
б) пьезорезисторных ИМ: MPM280 абсолютного давления и MDM290
дифференциального давления

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

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 ($\pm 0,25...0,5\%$); температурный диапазон ($-25...150\text{ }^{\circ}\text{C}$); 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 колodки 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. Багдатьяна, 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. Горущко, А. А. Солонинко. – Минск : БГУ, 2003. – 171 с.

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 $q = \frac{T}{t_u}$, где T и t_u – период и длительность электроискровых импульсов.

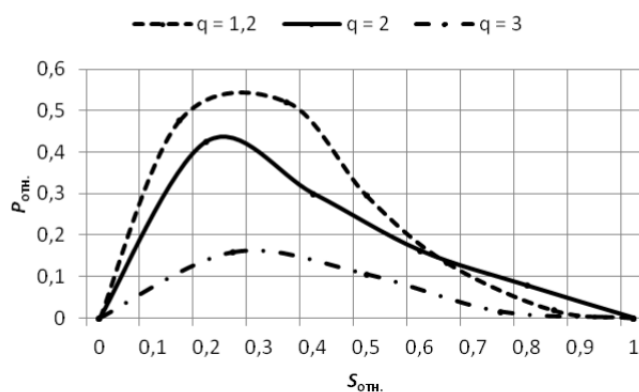


Рис. 1. График зависимостей мощности от величины межэлектродного зазора

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

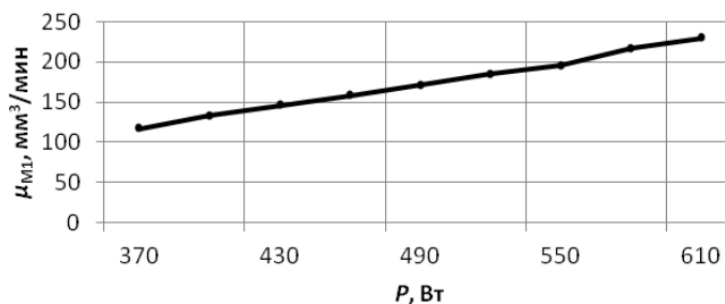


Рис. 2. График зависимости производительности от средней мощности, выделяемой в МЭЗ

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.

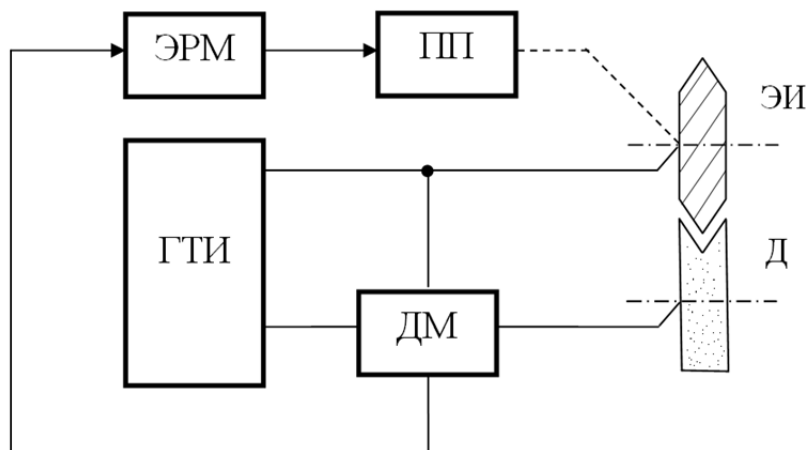


Рис. 3. Схема регулятора подачи ЭИ:
ЭРМ – экстремальный регулятор мощности; ГПИ – привод подачи;
ЭИ – электрод-инструмент; Д – деталь; ДМ – датчик мощности;
ГТИ – генератор технологических импульсов

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 кратких 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.

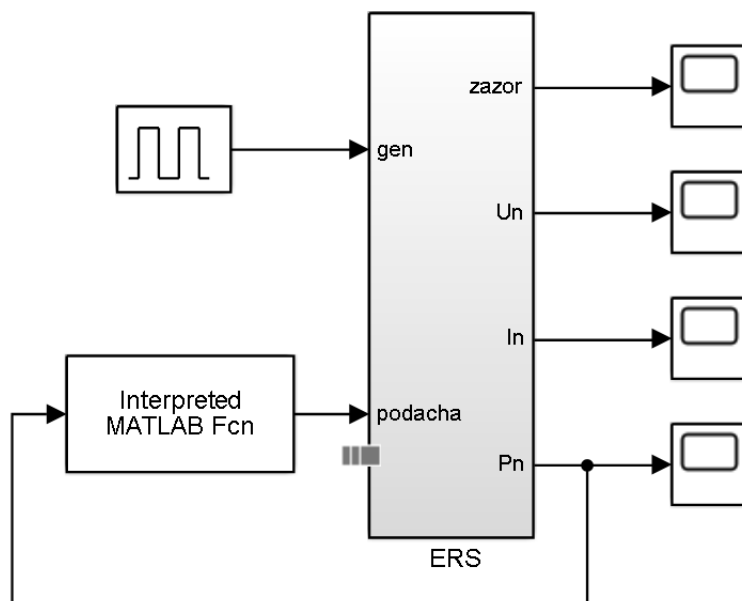


Рис. 4. САР подачи электрода

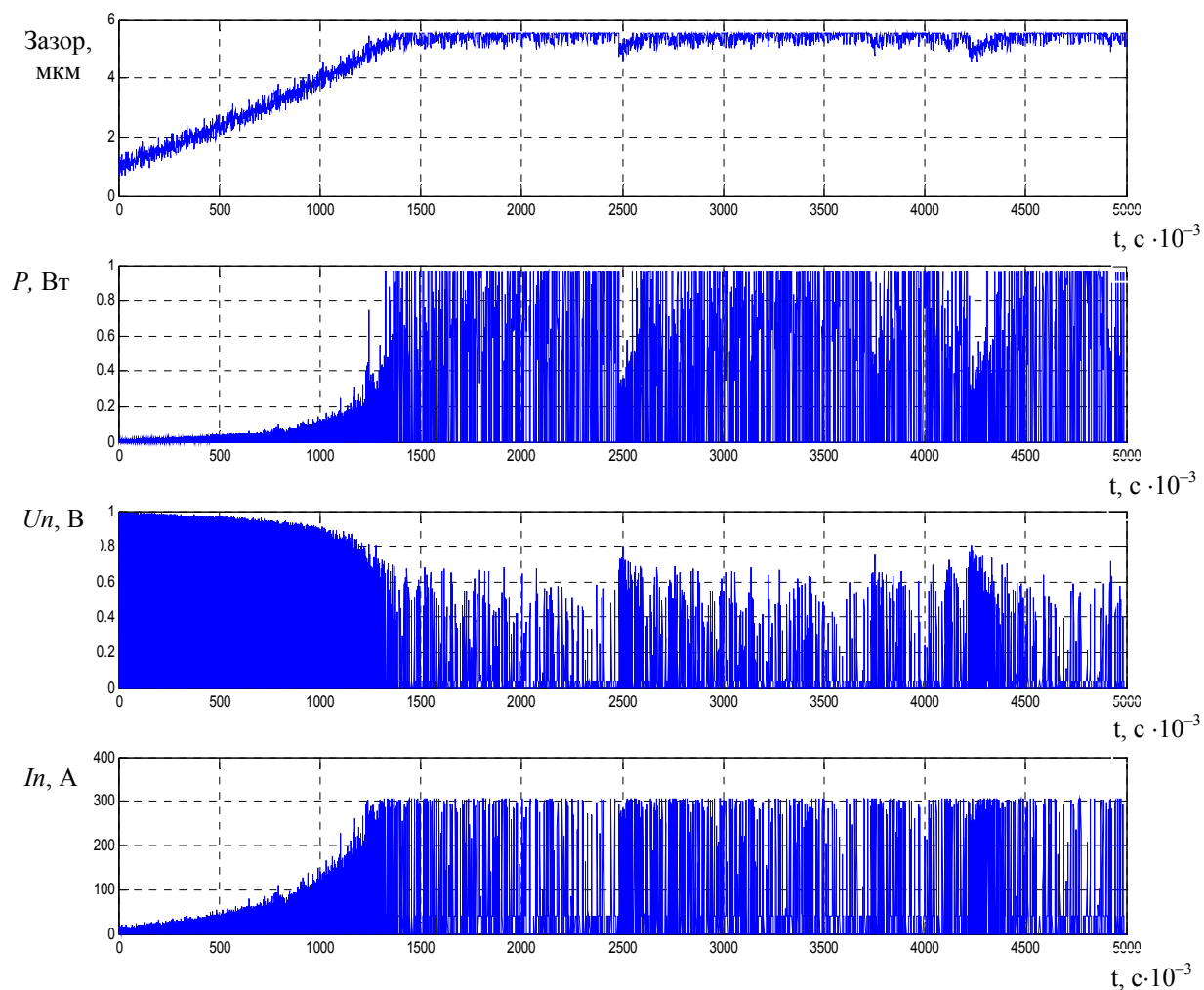


Рис. 5. Изменение межэлектродного зазора, нормированные импульсы напряжения и тока, выделяемая мощность в зазоре

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 помехозащищенных 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 глубокого 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. Семенов¹, Нгуен Куанг Тхыонг²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Государственный 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 аппроксимацию (LA); а также их сочетание SSA–LA.

Метод «Гусеница»-SSA. Этот метод [1] используется при исследовании 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 $X = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ сформировать траекторную матрицу

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{K-1} \\ x_1 & x_2 & \dots & x_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1} & x_L & \dots & x_{N-1} \end{pmatrix} \text{ размером } L \times K, \text{ где } L - \text{длина окна, составленная из отрезков}$$

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 $\mathbf{X}$. Для этого необходимо вычислить собственные числа $(\lambda_1, \lambda_{12}, \dots, \lambda_L)$ матрицы $\mathbf{S} = \mathbf{X}\mathbf{X}^T$ и две унитарные матрицы $\mathbf{U}$ и $\mathbf{V}$, состоящие из левых и правых сингулярных векторов матрицы $\mathbf{S}$ соответственно. Тогда $\mathbf{X} = \sum_{i=1}^L \mathbf{X}_i$, где $\mathbf{X}_i = \sqrt{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{V}_i^T$.

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

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

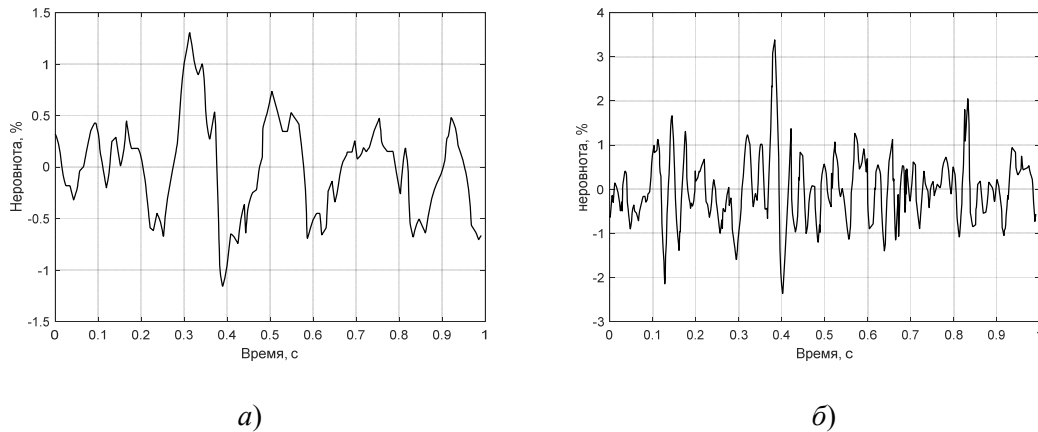


Рис. 1. Осциллограммы изменения неровноты плотности входного и выходного сигналов.

Передаточная функция такого процесса задается выражением

$$W(p) = \frac{V_{\text{вх}} (1 - T_{\text{вх}} p)}{V_{\text{вых}} (1 + T_{\text{вых}} p)}, \quad (1)$$

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

Теоретические расчеты показывают, что при отношении $E = \frac{V_{6bX}}{V_{6X}} = 4$ передаточная функция примет следующий вид

$$W(p) = \frac{0,25(1 - 0,4p)}{V_{6bX}(1 + 0,1p)}.$$

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, даёт неприемлемую ошибку идентификации, превышающую 100 %.

Низкочастотная фильтрация выходного сигнала снижает ошибку идентификации в несколько 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_I . После этого операция SVD – повторялась ещё один раз.

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



Рис. 2. Результаты параметрической идентификации

Заключение

В результате эмпирического подбора 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 нанотехнологий: 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:

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

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:

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

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

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

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):

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

Применяя правило Лейбница к (4) получим:

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

где

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

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):

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

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:

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

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:

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

где

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

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

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

причем

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

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

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

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:

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

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 краткосрочного 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/м³ 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 % СН₄ предел взрывоопасного содержания угольной пыли снижается до 10 г/м³, а при 3 % до 5 г/м³. 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 шахтах обусловлена 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 клетки 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.

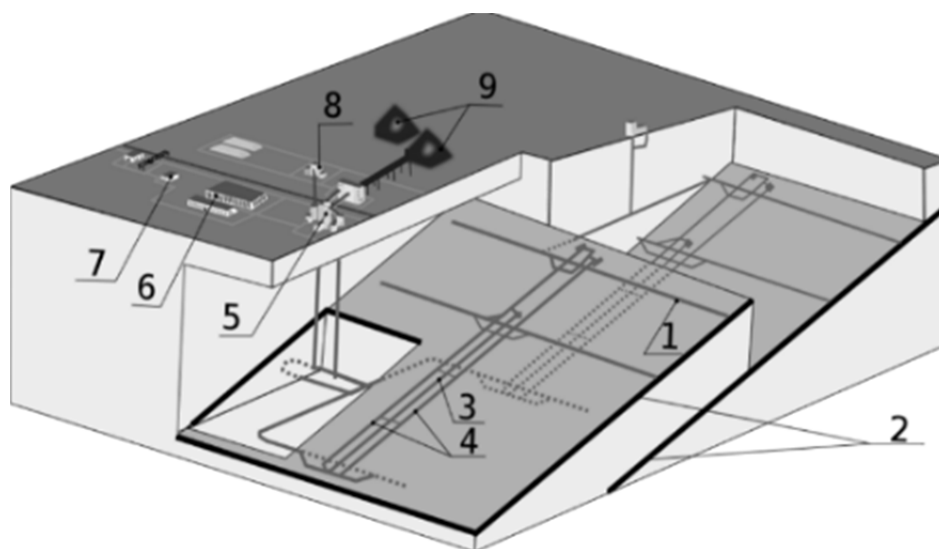


Рис. 1. Угольная шахта в разрезе:
 1 – штреки; 2 – угольный пласт; 3 – бремсберг;
 4 – ходки; 5 – надшахтные здания стволов;
 6 – административно-бытовой комбинат; 7 – склад;
 8 – породный бункер; 9 – террикон



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].

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 «Южкузбас-суголь»
«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»

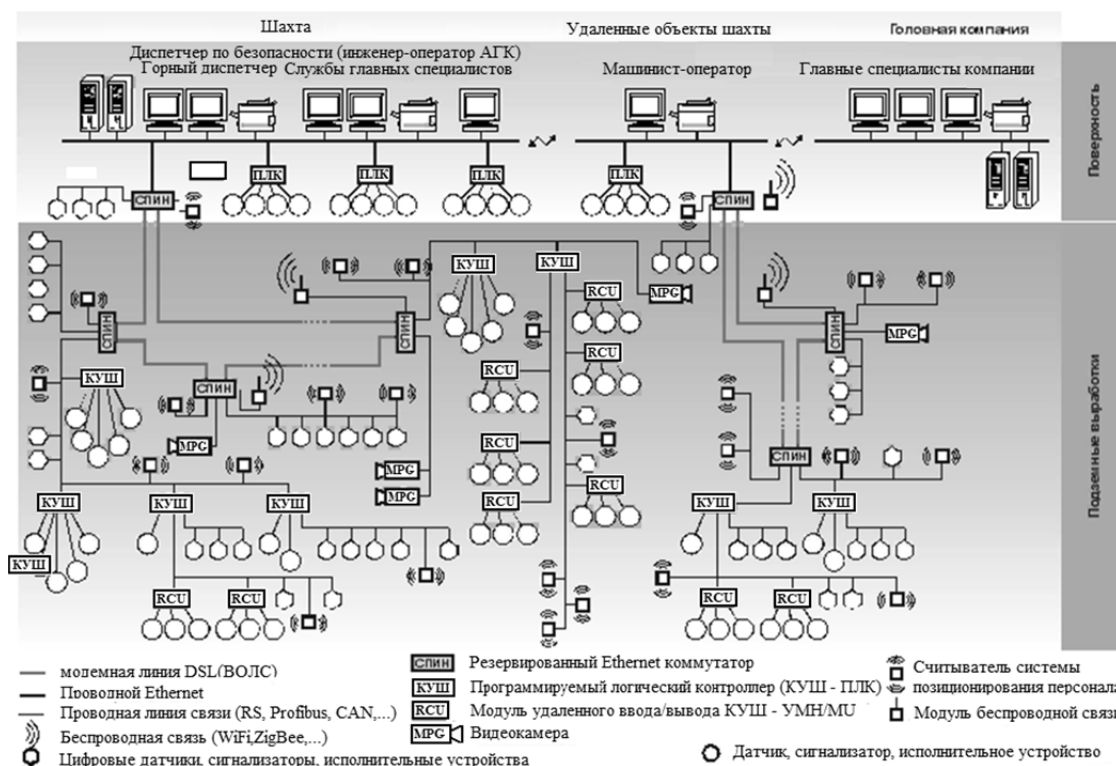


Рис. 4. Структура системы «Микон III»

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 пульта 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 быстротекущих 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.

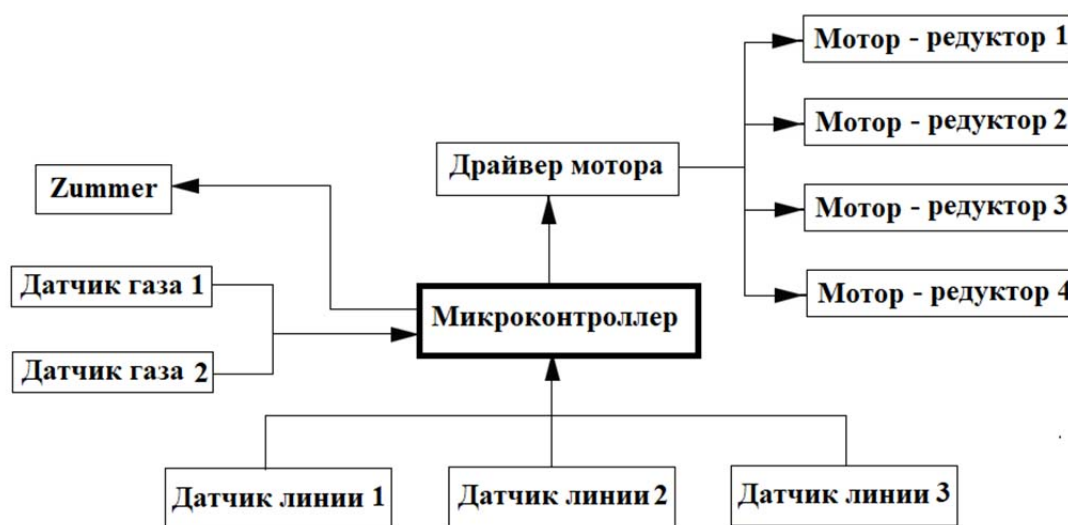


Рис. 5. Структурная схема подвижного автономного робота

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 // Электро-технические 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).

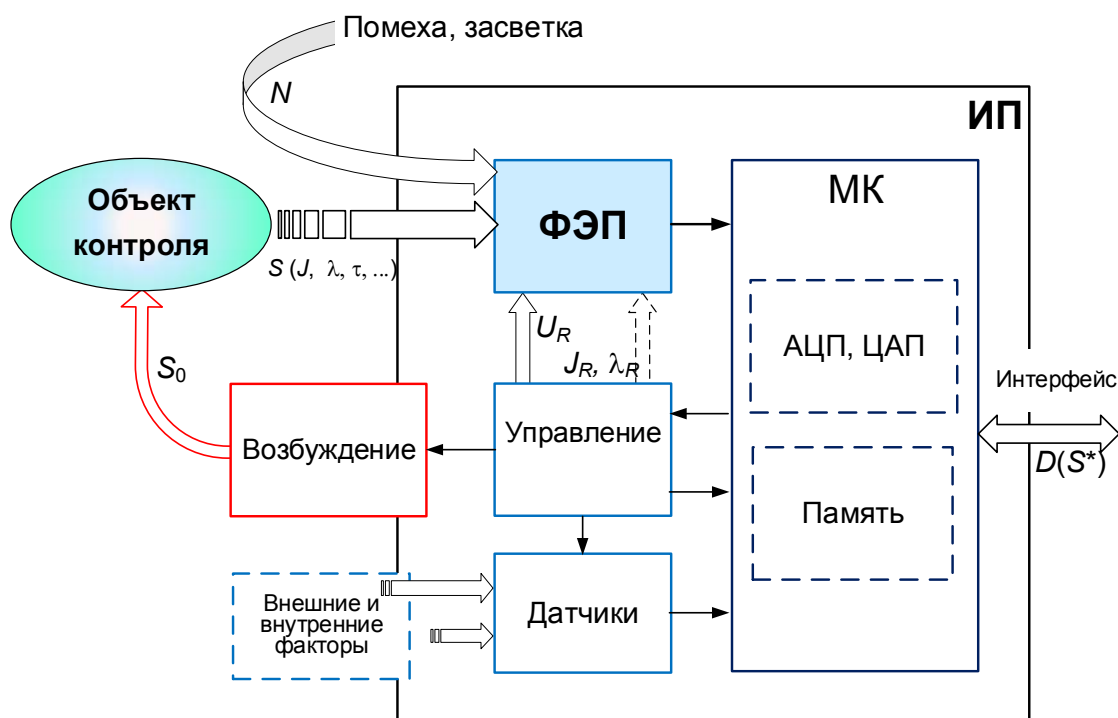


Рис. 1. Измерительный преобразователь системы оптической диагностики

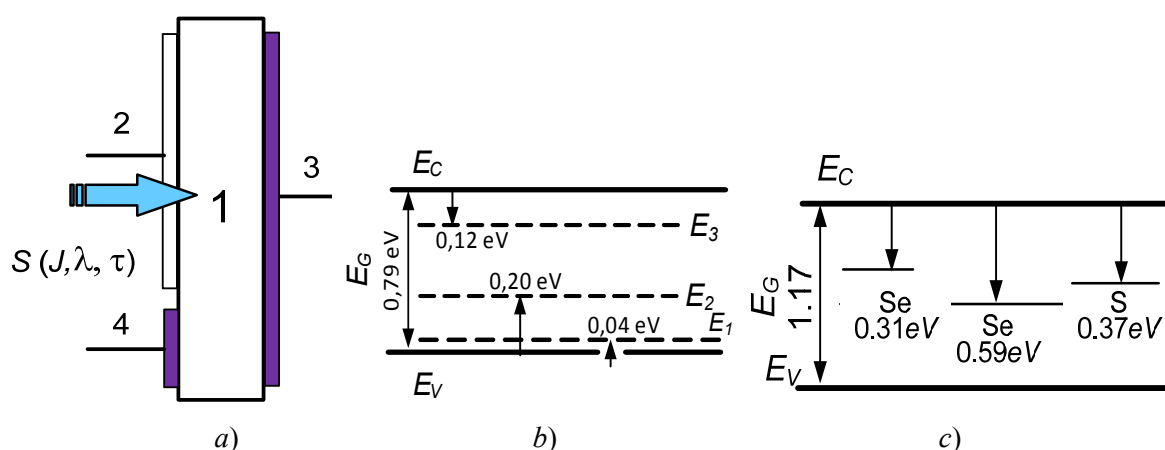


Рис. 2. Конструкция ФЭП (a) и энергетические диаграммы собственного полупроводника: (b) Ge, легированного Pt (E1, E2, E3 – энергетические уровни платины в зарядовых состояниях $(-2, -1)$, $(-3, -2)$, $(-1, 0)$ eV) и энергетические уровни примесей Se и S в кремнии (c)

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].

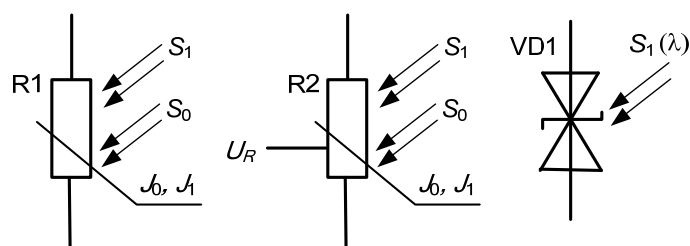


Рис. 3. Приборные структуры ФЭП на основе полупроводников с глубокими многозарядными примесями (S_1 – сигнал, S_0 – управляющее воздействие)

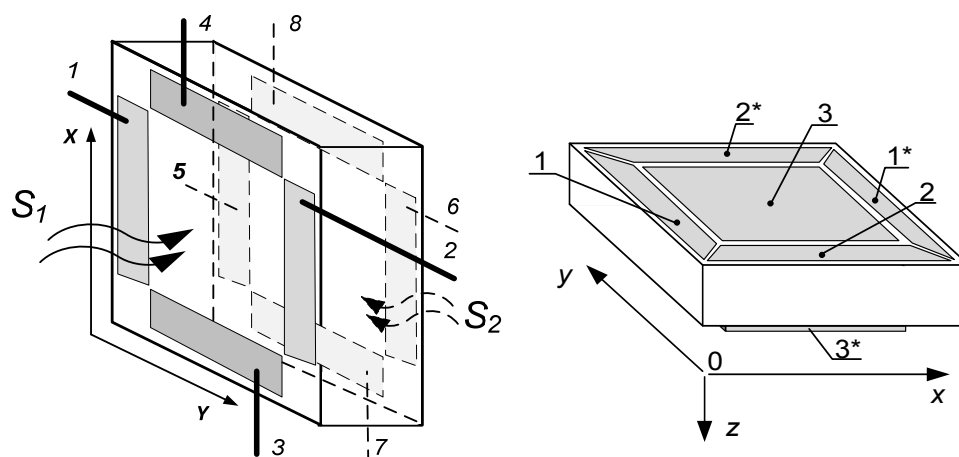


Рис. 4. Оптико-электронный компаратор и структура трёх-координатного позиционно-чувствительного фотодетектора на базе одноэлементного ФЭП со встречно включенными барьерами Шоттки

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. Трищенко. – 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. Yarzhebitskaya, K. Kierczynski // Przegląd elektrotechniczny. – 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-Зисмана (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} :

$$Q = C_{12} \frac{\phi_1 - \phi_2}{e} = C_{12} U_{CPD}, \quad (1)$$

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]

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

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

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

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 мм². 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 напряжениях. 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, достигающих 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 трудно выполнимо. 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).

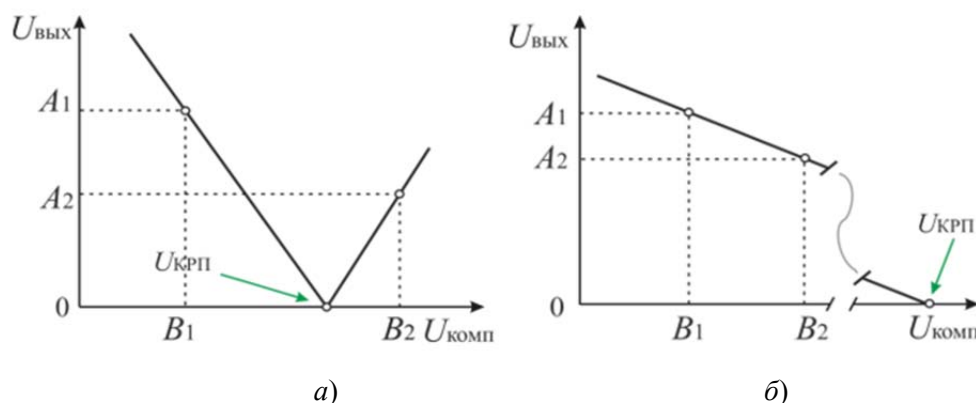


Рис. 1. Режимы работы цифрового зонда Кельвина: а – режим измерения контактной разности потенциалов по двум ветвям компенсационной характеристики; б – режим измерения электростатических потенциалов (до нескольких сотен вольт) по одной ветви компенсационной характеристики

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 средствами 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 $Ra \leq 0,005$ 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.

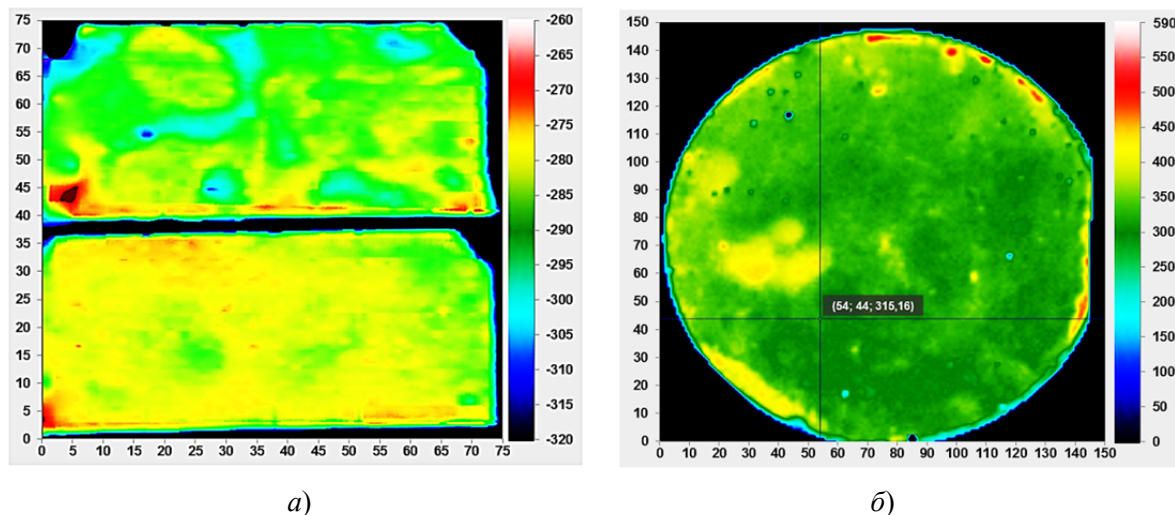


Рис. 2. Карты пространственного распределения поверхностного потенциала:
 а – образцов сплава алюминия АМГ-2, класс чистоты поверхности 12 (1) и 14 (2) [2];
 б – полупроводниковой пластины марки КДБ-10 покрытой оксидом кремния

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. Pantsialeu, 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 ПВ 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.

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.

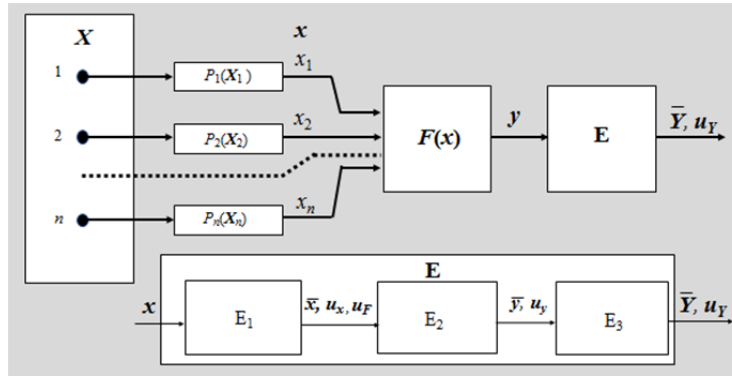


Fig. 1. Signal processing in multi-variable indirect measurement system

Designations: **E** – unit of processing the measurand **X** to **Y**; $\bar{X}$, $\bar{Y}$, u_x , $u_{\delta x}$, $u_{\delta y}$, $u_{\delta y}$ – vectors of estimators of mean values $\bar{x}_i$, $\bar{y}_i$ and of their absolute and relative standard uncertainties; u_p , $u_{\delta p}$ – vectors of absolute and relative uncertainties of k parameters **P** of the system; U_X , $U_{\delta X}$, U_Y , $U_{\delta Y}$, U_P , U_F – covariance matrices; **S**, S_{δ} , S_X , S_P – sensitivities of **Y** to **X** and to **P** parameters of linearized functional **F(X)**.

Variables x_i of the multivariate measurand $X = [x_1, \dots, x_n]$ are measured directly and on this basis are determined estimators $\bar{Y}$ of values of variables or their signals (observables) of the indirectly tested measurand $Y = [y_1, \dots, y_m]$. 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:

$$Y = F(X) \quad (1)$$

Even if the above basic multivariable relation is nonlinear, in the most cases for uncertainties as small deviations of the random vectors **X** and **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 **X** and **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 $\bar{X}$, $\bar{Y}$.

Relations between covariance matrices of the output and input measurands are

$$U_Y = S U_X S^T \quad (2)$$

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

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

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_X &= \mathbf{u}(\mathbf{X}) \cdot \mathbf{R}_X \cdot \mathbf{u}^T(\mathbf{X}) = \\ &= \begin{bmatrix} u_{x_1} & 0 & 0 \\ 0 & u_{x_2} & 0 \\ 0 & 0 & u_{x_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \rho_{13} \\ \rho_{12} & 1 & \rho_{23} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{x_1} & 0 & 0 \\ 0 & u_{x_2} & 0 \\ 0 & 0 & u_{x_3} \end{bmatrix}^T = \\ &= \begin{bmatrix} u_{x_1}^2 & \rho_{12} u_{x_1} u_{x_2} & \rho_{13} u_{x_1} u_{x_3} \\ \rho_{12} u_{x_1} u_{x_2} & u_{x_2}^2 & \rho_{23} u_{x_2} u_{x_3} \\ \rho_{13} u_{x_1} u_{x_3} & \rho_{23} u_{x_2} u_{x_3} & u_{x_3}^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2a)$$

All, or some components of the vector $\bar{\mathbf{Y}}$ 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 $\mathbf{X}$ is separately measured, then from above data both, the vector of estimators of variables $\bar{\mathbf{Y}}$ and elements of uncertainty matrices $\mathbf{U}_Y$, $\mathbf{U}_{\delta(\mathbf{Y}-\mathbf{Y}_0)}$ 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 $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ must be also considered. The Supplement 2 to the GUM Guide do not cover situations, where the functional $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ is not ideally accurate. That is when for $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 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 $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 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 $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 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 $\mathbf{X}$ by the multivariable functional $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ depends on the values and accuracy of the parameters $\mathbf{P}$ 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 $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ and all possible correlations of the measurand $\mathbf{X}$ and parameters $\mathbf{P}$. 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 $\mathbf{X}$ and m -elements of the indirectly measured measurand $\mathbf{Y}$ are described by the formula (4). The deviations of the measuring system $\mathbf{P}$ 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 $\mathbf{S}_X$, $\mathbf{S}_\delta$ and $\mathbf{S}_P$ (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 u_B . For multidimensional measurands, the equivalent of the variance of single variable, are their covariance matrices, e.g. symmetrical matrices U_Y , U_X and 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 $n(n-1)/2$ correlation coefficients and uncertainties of both correlated quantities.

Sets of random deviations from estimators of the output measurand Y variables are the result of multi-parameter distributions of the deviations of the input measurand X variables and deviations of parameters P of the measurement system performing the multivariable functional $F(X, P)$. When linearizing each of its functions for small deviations, the general formula (5) for the 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 X and of k system parameters P are included in the U_X and U_P covariance matrices (5c,d),

In general case, variables X can be also correlated with parameters P of measuring system. This is described by the matrix 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 X and P , e.g. a variable outside temperature.

Table.1

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

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

		$ \begin{aligned} \mathbf{U}_p &= \begin{bmatrix} u_{p1}^2 & \dots & \rho_{p1k} u_{p1} u_{pk} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{p1k} u_{pk} u_{p1} & \dots & u_{pk}^2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} \rho_{x1p1} u_{x1} u_{p1} & \dots & \rho_{x1pk} u_{x1} u_{pk} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{xnp1} u_{xn} u_{p1} & \dots & \rho_{xnpk} u_{xn} u_{pk} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{5e, f} $
Propagation of variances for $V=0$	absolute uncertainty	$\mathbf{U}_Y = \mathbf{S} \cdot \mathbf{U}_X \cdot \mathbf{S}^T + \mathbf{S}_P \cdot \mathbf{U}_P \cdot \mathbf{S}_P^T \tag{6}$
	relative uncertainty	$\mathbf{U}_{\delta(Y-Y_0)} = \mathbf{S}_\delta \mathbf{U}_{\delta(X-X_0)} \mathbf{S}_\delta^T + \mathbf{S}_{\delta P} \mathbf{U}_{\delta P} \mathbf{S}_{\delta P}^T \tag{7}$
	type A and type B uncertainty components	$ \begin{aligned} &= \mathbf{U}_{YA} + \mathbf{U}_{YB} = (\mathbf{S} \mathbf{U}_{XA} \mathbf{S}^T + \mathbf{S}_P \mathbf{U}_{PA} \mathbf{S}_P^T) + (\mathbf{S} \mathbf{U}_{XB} \mathbf{S}^T + \mathbf{S}_P \mathbf{U}_{PB} \mathbf{S}_P^T) \tag{8} \\ &\mathbf{U}_{XA} = \begin{bmatrix} u_{x1A}^2 & \dots & \rho_{Ax1,n} u_{x1A} u_{xnA} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{Ax1,n} u_{xnA} u_{x1A} & \dots & u_{xnA}^2 \end{bmatrix}, \\ &\mathbf{U}_{XB} = \begin{bmatrix} u_{x1B}^2 & \dots & \rho_{Bx1,n} u_{x1B} u_{xnB} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{Bx1,n} u_{xnB} u_{x1B} & \dots & u_{xnB}^2 \end{bmatrix} \tag{8a-b} \\ &\mathbf{U}_{PA} = \begin{bmatrix} u_{p1A}^2 & \dots & \rho_{Ap1k} u_{p1A} u_{pkA} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{Ap1k} u_{pkA} u_{p1A} & \dots & u_{pkA}^2 \end{bmatrix}, \\ &\mathbf{U}_{PB} = \begin{bmatrix} u_{p1B}^2 & \dots & \rho_{Ap1k} u_{p1B} u_{pkB} \\ \dots & \dots & \dots \\ \rho_{Bp1k} u_{pkB} u_{p1B} & \dots & u_{pkB}^2 \end{bmatrix} \tag{8c-d} \\ &\text{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}} \tag{8e -g).} \end{aligned} $

The number of independent correlation coefficients in the $\mathbf{U}$ matrix is smaller by the number of m equations elements of measurand $\mathbf{Y}$. In the measurement practice, including electrical measurement systems, there is usually a simpler case when the directly measured quantities $\mathbf{X}$ and deviations of parameters $\mathbf{P}$ of the measuring system are not correlated (e.g. $\mathbf{X}$ is differently located then $\mathbf{P}$ and they do not affect themselves and their external influences are also not related). Then the covariance matrix $\mathbf{U}$ does not occur and $\mathbf{V} = \mathbf{V}^T = \mathbf{0}$. 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 $\mathbf{X}$, 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 uncertainties and correlation coefficients ρ_p of $\mathbf{P}$ parameters of the system processing function $\mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{P})$, analog or digital.

From (6) follows the covariance matrix (7) for the relative uncertainties of $Y - Y_0$ increments, or of $\mathbf{Y}$, if uncertainties of the initial input quantities are negligible, i.e. $\|\mathbf{u}_X(\mathbf{X})\| \gg \|\mathbf{u}_X(\mathbf{X}_0)\| \approx \mathbf{0}$ (measurement of values close to the beginning of the range are usually avoided) and the covariance matrix $\|\mathbf{U}_X(\mathbf{X} - \mathbf{X}_0)\| \approx \|\mathbf{U}_X(\mathbf{X})\|$. 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 *A* and *B*, i.e. $U_X = U_{XA} + U_{XB}$, $U_Y = U_{YA} + U_{YB}$ – 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 *X*, only the correlation coefficients ρ_{xA} in the U_{XA} matrix can be experimentally determined by synchronous measurements of variables of *X*. On the other hand, the coefficients ρ_B of the 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 *Y* should be carried out separately from the component U_{YA} , U_{YB} of the covariance matrix U_Y , according to formulas (8), (8a-g). If during the measurements the values of *P* system parameters are constant, the U_{PA} matrix does not occur, and the $U_P = U_{PB}$ matrix is estimated heuristically for the long period changes of deviations ΔP . However, if ΔP is changing randomly in the duration of the measurement experiment, then the elements of their 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 *P* parameters.

As an example, how to use the above method of estimation uncertainties, 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 the T-type structure given in Fig. 2. Then observed is the 2D measurand $Y = [U_{out}, I_{out}]^T$. The accuracy of *Y* elements are determined from measurements of the input voltage and current, i.e. $X = [U_{in}, I_{in}]^T$. Accuracy of results depends also from values, uncertainties and correlations of twoport impedances Z_1 , Z_2 , Z_3 .

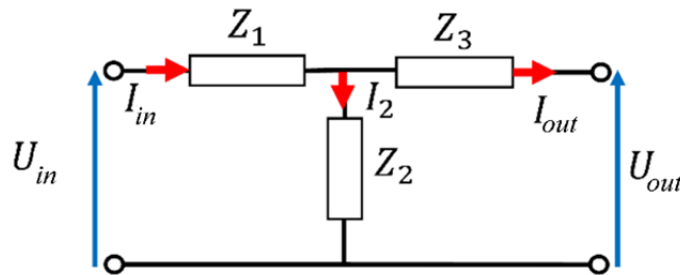


Fig 2. Diagram of a passive twoport T-type circuit

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

$$\begin{aligned} U_{out} &= \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2}\right) U_{in} - \left(Z_1 + Z_3 + \frac{Z_3 Z_1}{Z_2}\right) I_{in} - I_{out} = \\ &= \frac{1}{Z_2} U_{in} - \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) I_{in}. \end{aligned} \quad (9a, b)$$

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 $\mathbf{Y} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{X}$, i.e.:

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

where

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

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

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

and only three of the matrix $\mathbf{B}$ 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 $\mathbf{A}$ is used, which for the twoport T is like $\mathbf{B}$ with replaced impedances Z_3 and Z_1 .

3.1 Matrix $\mathbf{U}_Y$ when $\mathbf{U}_P = \mathbf{0}$ (GUM-S2 case)

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

$$\mathbf{U}_X = \begin{bmatrix} u_{U_{in}}^2 & 0 \\ 0 & u_{I_{in}}^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}_X = \begin{bmatrix} B_{11} & -B_{12} \\ -B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}.$$

From (6) with $\mathbf{U}_{YP} = \mathbf{0}$ is obtained $\mathbf{U}_Y = \mathbf{U}_{YX}$, i.e.

$$\mathbf{U}_{YX} = \mathbf{S}_X \mathbf{U}_X \mathbf{S}_X^T = \begin{bmatrix} B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 & -B_{11} B_{21} u_{U_{in}}^2 - B_{12} B_{22} u_{I_{in}}^2 \\ -B_{11} B_{21} u_{U_{in}}^2 - B_{12} B_{22} u_{I_{in}}^2 & B_{21}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{22}^2 u_{I_{in}}^2 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

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

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

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

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

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.:

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

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

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

These uncertainties are modified by elements of correlation:

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

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:

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

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

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 $\mathbf{U}_{YP}$ of covariance matrix $\mathbf{U}_Y$ for uncorrelated impedances of two-port T

Covariance matrix $\mathbf{U}_P$ for uncorrelated impedances Z_1, Z_2, Z_3 of the twoport T and sensitivity matrix $\mathbf{S}_P$ have the following forms

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

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 $\mathbf{S}_P$ simplifies:

$$\mathbf{S}_P = \frac{1}{Z_2} \begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2 + Z_3) & -Z_3I_2 & -Z_2I_{out} \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

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

$$\mathbf{U}_{YP} = \mathbf{S}_P \mathbf{U}_P \mathbf{S}_P^T = \frac{1}{Z_2^2} \begin{bmatrix} I_{in}^2 (Z_2 + Z_3)^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 Z_3^2 u_{Z_2}^2 + I_{out}^2 Z_2^2 u_{Z_3}^2; & -I_{in}^2 (Z_2 + Z_3) u_{Z_1}^2 - I_2^2 Z_3 u_{Z_2}^2 \\ -I_{in}^2 (Z_2 + Z_3) u_{Z_1}^2 - I_2^2 Z_3 u_{Z_2}^2; & I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

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

$$\begin{aligned} u_{U_{out}}^2 &= \frac{1}{Z_2^2} [(Z_2 + Z_3)^2 u_{U_{in}}^2 + (Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 + Z_1 Z_3)^2 u_{I_{in}}^2 + I_2^2 Z_3^2 u_{Z_2}^2 + I_{out}^2 Z_2^2 u_{Z_3}^2] \\ u_{I_{out}}^2 &= \frac{1}{Z_2^2} [u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2] \end{aligned} \quad (24a, b)$$

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:

$$\begin{aligned} u_{U_{out}}^2 &= u_{U_{in}}^2 + Z_1^2 u_{I_{in}}^2 + I_{out}^2 u_{Z_1}^2 \\ u_{I_{out}}^2 &= (u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z_1}^2 + I_2^2 u_{Z_2}^2) / Z_2^2 \end{aligned} \quad (25a, b)$$

3.3. Matrix $\mathbf{U}_Y$ for correlated impedances and uncorrelated input variables $\mathbf{X}$

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

$$\mathbf{U}_{YP} = \frac{1}{Z_2^2} \begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2 + Z_3) & -I_2 Z_3 & -I_{out} Z_2 \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U}_P \cdot \begin{bmatrix} -I_{in}(Z_2 + Z_3) & -I_2 Z_3 & -I_{out} Z_2 \\ I_{in} & I_2 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (26)$$

where: the covariance matrix $\mathbf{U}_P$ of impedances as system parameters $\mathbf{P}$ has the form

$$\mathbf{U}_P = \begin{bmatrix} u_{Z_1}^2 & \rho_{Z12} u_{Z_1} u_{Z_2} & \rho_{Z13} u_{Z_1} u_{Z_3} \\ \rho_{Z12} u_{Z_1} u_{Z_2} & u_{Z_2}^2 & \rho_{Z23} u_{Z_2} u_{Z_3} \\ \rho_{Z13} u_{Z_1} u_{Z_3} & \rho_{Z23} u_{Z_2} u_{Z_3} & u_{Z_3}^2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

3.3.1 Uncertainty of output voltage

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

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

where:

$$u_{UF}^2 = W_{UZ_1}^2 u_{Z_1}^2 + W_{UZ_2}^2 u_{Z_2}^2 + W_{UZ_3}^2 u_{Z_3}^2 + 2 \left[\rho_{Z12} W_{UZ_1} W_{UZ_2} u_{Z_1} u_{Z_2} + \rho_{Z23} W_{UZ_2} W_{UZ_3} u_{Z_2} u_{Z_3} + \rho_{Z13} W_{UZ_1} W_{UZ_3} u_{Z_1} u_{Z_3} \right] \quad (28a)$$

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

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

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

Thus, the minimal correlation coefficients of three impedance pairs $\rho_{Z12} = \rho_{Z13} = \rho_{Z23} = -1$ cannot occur simultaneously, because the $\det(\mathbf{R}) = -4 \leq 0$. 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 $\mathbf{R}$ and matrix

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

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

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

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

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

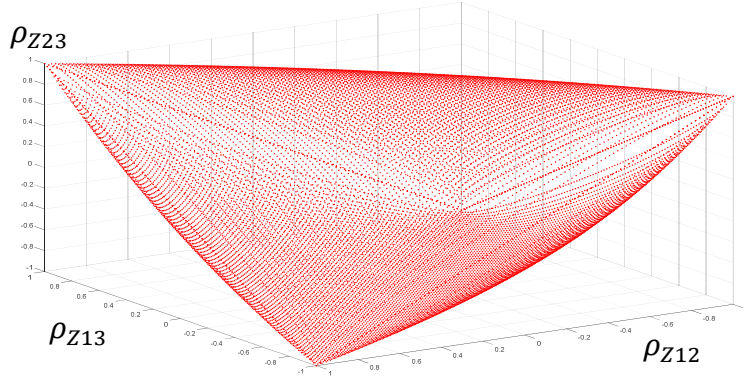


Fig 3. The area of three correlation coefficients correlated by pairs for $\det(\mathbf{R}) = 0$

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

$$u_{U_{out}}^2 = B_{11}^2 u_{U_{in}}^2 + B_{12}^2 u_{I_{in}}^2 + (W_{UZ1} u_{Z1} + W_{UZ2} u_{Z2} + W_{UZ3} u_{Z3})^2 \quad (32)$$

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

$$W_{UZ1} u_{Z1} + W_{UZ2} u_{Z2} + W_{UZ3} u_{Z3} = 0.$$

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:

$$u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2} [u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + I_{in}^2 u_{Z1}^2 + I_2^2 u_{Z2}^2 + 2I_{in}I_2\rho_{Z12}u_{Z1}u_{Z2}] \quad (33)$$

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

$$u_{I_{out}}^2 = \frac{1}{Z_2^2} [u_{U_{in}}^2 + (Z_1 + Z_2)^2 u_{I_{in}}^2 + (I_{in}u_{Z1} + I_2u_{Z2})^2] \quad (33a)$$

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

$$\rho_{out} = \frac{-B_{11}B_{21}u_{U_{in}}^2 - B_{12}B_{22}u_{I_{in}}^2 - \frac{1}{Z_2^2} \left[I_{in}^2(Z_2 + Z_3)u_{Z1}^2 + I_{in}I_2(Z_2 + 2Z_3)\rho_{Z12}u_{Z1}u_{Z2} + \right.}{u_{U_{out}}u_{I_{out}}} \left. + I_{in}I_{out}Z_2\rho_{Z13}u_{Z1}u_{Z3} + I_{out}I_2Z_2\rho_{Z23}u_{Z2}u_{Z3} + I_2^2Z_3u_{Z2}^2 \right]} \quad (34)$$

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

$$\rho_{out} = \frac{-u_{U_{in}}^2 - Z_1(Z_1 + Z_2)u_{I_{in}}^2 - I_{in}^2 u_{Z_1}^2 - I_{in} I_2 \rho_{Z_{12}} u_{Z_1} u_{Z_2}}{Z_2 u_{U_{out}} u_{I_{out}}} \quad (35)$$

When all correlation are positive: $\rho_{Z_{12}} = \rho_{Z_{13}} = \rho_{Z_{23}} = 1$, and output current is negative

$$W_{I_{Z_1}} u_{Z_1} + W_{I_{Z_2}} u_{Z_2} + W_{I_{Z_3}} u_{Z_3} = 0 \quad (36)$$

then the correlation coefficient is:

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

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.:

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

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

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

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

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

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 uncertainties 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 uncertainties 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 Uncertainty in Measurement – Extension to any number of output quantities. JCGM 102:2011 BIPM (2011).
2. D'Antona, G. Measurement Data Processing Using Random Matrices: A Generalized Formula for the Propagation of Uncertainty / G. D'Antona // IEEE Trans. of Instr. & Measur. – 2004. – Vol. 53, № 2. – April. – P. 537–545.
3. Augustyn, J. Uncertainty 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 determining uncertainty of multi-parameter measurement circuits. Part 1. Influence of correlation and uncertainties of processing function -basic formulas / Z. L. Warsza, J. Puchalski // Pomiar Automatyka Robotyka. – 2019. – Vol. 23, № 3. – P. 55–63 ; Part 2. Application on the example of a system for indirect two-parameter measurements // Pomiar Automatyka Robotyka. – 2019. – Vol. 23, № 4. – P. 87–100 (in Polish).
6. Warsza, Z. Estimation of uncertainties 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. Uncertainty 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 // Pomiar 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

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

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 испытываемого прибора находится в интервале

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

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.

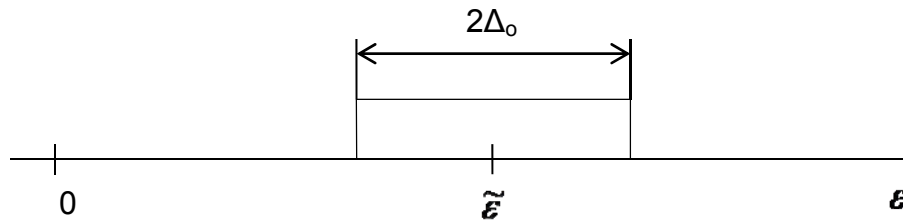


Рис. 1. Иллюстрация интервальной оценки погрешности

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. $|\varepsilon| \leq \Delta_u$, 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

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

Откуда следует: $|\tilde{\varepsilon}| \leq \Delta_u - \Delta_o = \kappa_{\delta} \Delta_u$.

Разность $\Delta_u - \Delta_o$ назовем контрольным допуском. Она представляет собой некоторую часть от Δ_u . Коэффициент κ_{δ} – 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 $\Delta_u - \Delta_o = \Delta_u - m\Delta_u = \kappa_{\delta} \Delta_u$, то $\kappa_{\delta} = 1 - m$.

Например, если $m = 1/3$, то $\kappa_{\delta} = 0,67$.

Из каких же соображений следует выбирать m , а, следовательно, и κ_{δ} ?

Предположим, что прибор в результате испытаний забракован. Действительное значение погрешности оказалось $|\varepsilon| > \kappa_{\delta} \Delta_u$. 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:

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

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

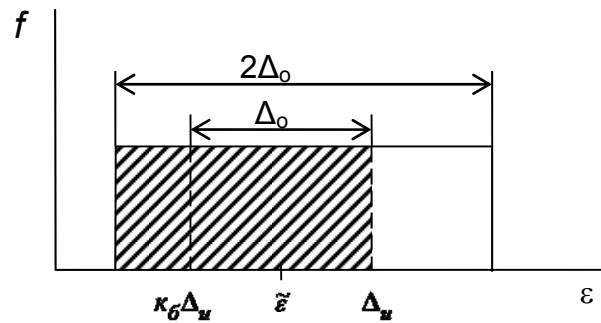


Рис. 2. К расчету рисков принятия решения

Тогда

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

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 $\kappa_{\text{б}}$ 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.

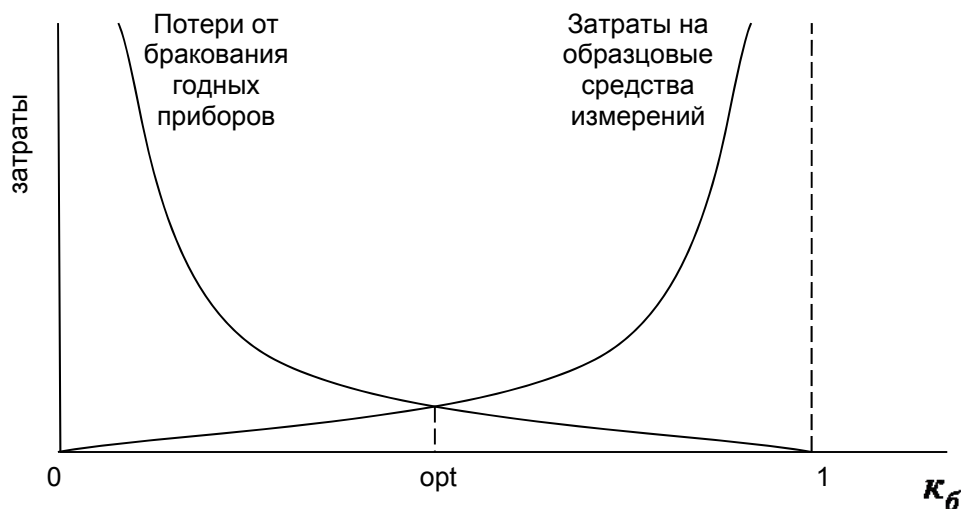


Рис. 33. К нахождению оптимального соотношения $\kappa_{\text{б}}$

Очевидно, имеется какой-то оптимум. Этот оптимум в каждом конкретном случае свой. Оценка его должна производиться на каждом предприятии, где осуществляют допусковой 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 нанoeлектроники / Е. А. Печерская // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2007. – Т. 7, № 2. – С. 94–98.

Н. А. Волкова¹, С. М. Геращенко², В. С. Васильев²

¹ООО «ЭнергоПрофМонтаж», г. Пенза, Россия

²Пензенский 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.

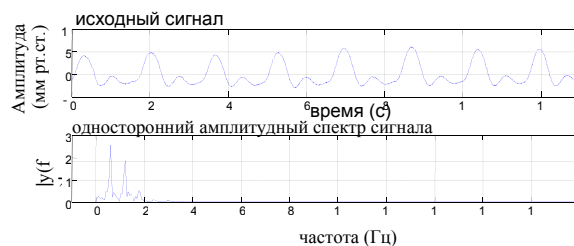


Рис. 1. Частотный спектр осциллометрического сигнала при внешнем давлении в компрессионной манжете, соответствующем супраСАД

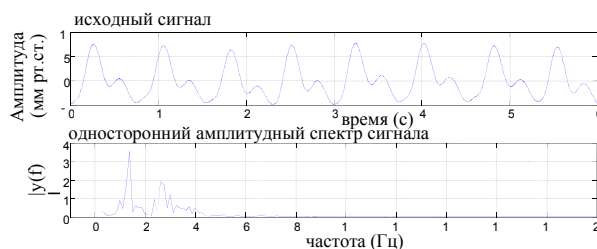


Рис. 2. Частотный спектр осциллометрического сигнала при внешнем давлении в компрессионной манжете ниже уровня значения САД до окончания процесса декомпрессии

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 настоящее 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 топливно-расдаточной 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.

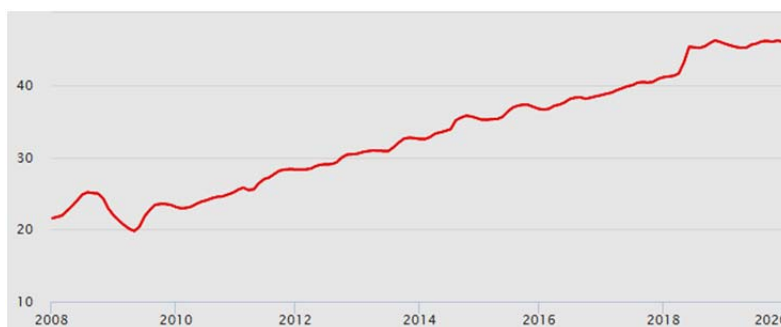


Рис. 1. Динамика розничной стоимости бензина Ай-95 в России

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 вперед при этом автовладельцы не защищены от обмана при обслуживании на АЗС. Согласно ГОСТ 9018–89 основная погрешность в работе топливораздаточной 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 объема бензина марки АИ-95 на ТРК и фактических объемы 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 объема АИ-95 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Фактический разливаемый объем АИ-95

№	Объем АИ-95, л		ΔV , л	Δ , %		Цена, $\square$ /литр
	ТРК	Факт		ГОСТ, $\pm$	Факт, $\pm$	
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 объема расхода бензина марки Ай-95 определенной 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} :

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

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

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

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

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

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 топливно-энергетических 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 метрологии, которые в свою очередь смогут уменьшить погрешность топливно-раздаточных колонок, разработка надёжного программного обеспечения, ограничивающего вмешательства персонала АЗС в работу топливно-раздаточных 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 важным эффектом станет развитие экономически не только в топливно-энергетической 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 неопределённости 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. Неопределённость при повторных измерениях и иерархических экспериментах. – Москва : Стандартинформ, 2008. – 36 с.
5. Ставим на счётчик. – 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. Счётчик жидкости. – URL: <http://xn--90ahjlpcccjdm.xn--plai/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 средств, 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 обмену 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 ИСО 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. Ординарцева¹, Ignacio Lira Canguilhem²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Pontificia 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 неопределенности 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 $\bar{x}_j$;
- 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 («Шляндские 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. Ordinartseva¹, Ignacio Lira Canguilhem²

¹Penza State University, Penza, Russia

²Pontificia 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

provides a conceptual approach that allows you to perform joint processing of uncertainty contributions arising from both random and systematic influences and evaluate measurement uncertainty in a unique and internationally accepted way of combining all types of uncertainty contributions [2].

But despite the advantages of GUM, this document is not without shortcoming, some of which are significant [3]. These shortcomings have never been hidden, and they are mentioned in GUM itself.

GUM disadvantages. First, the approach to estimating measurement uncertainty presented in GUM is based on the decomposition of the calibration characteristic measuring instrument model into the Taylor series of the first order and allows one to obtain reliable results with respect to estimates of measured quantities and measurement uncertainty only in the case of a linear measurement model. Partially correct nonlinearity the model allows one to take into account members of a higher order when the function of the calibration characteristic of the measuring instrument is expanded into a Taylor series. However, in this case, the following conditions must be met:

- the decomposable function must have a continuous derivative by input values x_i in the vicinity of the best estimates $\bar{x}_j$;
- the values included in the terms of the expansion of the calibration characteristic function into the Taylor series of higher orders must be independent;
- the x_j values must have a normal probability distribution law;
- higher-order terms that are not included in the approximation of the measuring instrument calibration characteristic function must be negligible.

Second, if the measurement algorithm is branched and conditional transitions are present (“IF”, “THEN”, “ELSE”), this makes it impossible to estimate the total measurement uncertainty.

In the monograph [4, p. 54–58, 119–123], the author gave critical remarks on the hypothesis of normality in dimensions. The assumption that the measuring instrument error is normal is too rigid, and the distributions found in metrology are quite diverse. As an argument, we can cite the results of research by P.V. Novitsky and his scientific school [4, p. 119–123]. Histograms of the distribution of temperature, humidity, and atmospheric pressure based on the results of five-year meteorological observations for the Moscow region [4, p. 120] illustrate the failure of the initial assumptions of the normality hypothesis in real measurements. Even if temperature, humidity and atmospheric pressure are not measurable physical quantities, as influencing factors they are present in any measurement.

Approximating a real distribution using curves from the Pearson family or its subfamilies is a purely formal operation. It was from such considerations that Academician S. N. Bernshtein criticized parametric statistics and the resulting parametric estimates back in 1927 in his report to the All-Russian Congress of Mathematicians [5], with reference to [4, p. 132].

Third, the procedure proposed by GUM for obtaining an interval containing the value of the measured physical quantity with a given probability was not sufficiently disclosed, and, as a result, is not universal enough. GUM uses standard uncertainty as the main parameter for quantifying measurement uncertainty, but most practical applications require an additional measure – the coverage interval for a given probability p . However, in order to get a reliable coverage interval, you must have information about the law of probability distribution of the measured value. In accordance with the GUM approach, the probability distribution density of the output value is not explicitly determined, since the problem of finding the probability distribution density is quite complex from a mathematical point of view, requiring finding a convolution of distributions. The construction of the coverage interval is carried out using an additional measure of uncertainty called “extended uncertainty”, which is calculated by multiplying

the standard uncertainty $u(y)$ by the coverage coefficient k . Some scientists question the validity of using the Welch-Satterthwaite formula when constructing coverage intervals [4].

The frequency approach adopted as the dominant one for interpreting probability distributions does not correct the shortcoming of GUM. The revival of the Bayesian approach [6], when the state of knowledge is updated with the appearance of new knowledge: combining a priori probability distributions and new data to obtain a posteriori probability distribution, is also based on the need to assign the probability distribution density to all input values. These probability densities are called *"state-of-knowledge PDF"* [7]. In other words, knowledge about the measured physical quantity is represented using a random variable, which, based on the knowledge about it, can be assigned the probability density, and deviations of the value will be exact moments of the corresponding order of this probability density. In this case, the standard uncertainty arising from the type A estimation method is no longer an estimate of the standard deviation, but rather a parameter of the probability density function established on the basis of the available knowledge, as well as the uncertainty estimated by type B, a classification of the methods for estimating the uncertainty on types A and B was no longer needed in the new, now being in the process of discussion by the scientific community, "Guide for the expression of measurement uncertainty" [8, 9].

Critical remarks noted above regarding the GUM approach substantiate the necessity and relevance of its further development, for example, using the interval method for estimating the measurement uncertainty [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 («Шлядинские чтения – 2019») : материалы XI Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 28–30 ноября 2019 г.) – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – С. 81–83.

СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

В. В. Козлов, А. Ю. Козлов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ОХРАННОГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА МНОГОФАЗНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Системы мониторинга и контроля технически сложных объектов

Современная система охранного видеонаблюдения (СОВ) это аппаратно-программный комплекс, предназначенный для осуществления охраны объектов. Расчет временных параметров обработки информации в СОВ необходим для проектирования таких систем.

Для СОВ характерна последовательная многофазная схема обработки информации о нарушителе, суть которой сводится к следующему.

Первая фаза – представляет собой первичную обработку, которая посредством передачи видеосигнала от стационарных камер, осуществляется аппаратно-программными ресурсами видеосервера (программные модули: детектор движения, модуль оповещения и т.д.).

Вторая фаза – обработка информации (верификация (идентификация) события), которая осуществляется оператором, поступившей от программных средств видеосервера для принятия решения по своевременной реакции на нарушителя.

Исходя из этого, для моделирования обработки информации в СОВ может быть использована теория многофазных систем массового обслуживания (СМО) или, другими словами, теория простейших разомкнутых (открытых) сетей СМО.

В таких многофазных СМО входной поток в каждую из них является выходным потоком предыдущей СМО и, поэтому имеет последствие. Однако если на вход СМО поступает простейший поток заявок, а время обслуживания показательное, то выходной поток заявок – тоже простейший с той же интенсивностью. Поэтому, такие СМО можно рассматривать как последовательность простейших СМО. Многофазная СМО описывается графом марковской цепи общего вида, и решение графа сводится к решению уравнений Колмогорова [1].

Будем считать, что имеется M инфо-каналов (ИК) стационарных видеокамер (СВК) на местности, каждая из которых осуществляет видеоконтроль в отведенном секторе некоторое время t_H с интенсивностью обновления информации в единицу времени λ_{1j} , $j = 1, 2, \dots, M$. Информация об обнаруженных нарушителях поступает от j -го ИК СВК на j -й, автоматический обработчик информационного канала видеосервера (АО ИК), где она подвергается первичной обработке, и после этого передается на автоматизированное рабочее место оператора (АРМО) системы охранного видеонаблюдения (СОВ) для дальнейшей (вторичной) обработки. Кроме того, будем считать, что интенсивности обработки видеоинформации (ВИ) в единицу времени на каждом инфо-канале (ИК) в общем случае различны и определяются величинами μ_{1j} , $j = 1, 2, \dots, M$, а на АРМО – величиной μ_2 .

Граф стохастической сети, отражающей последовательность обработки ВИ в СОВ, представлен на рис. 1.

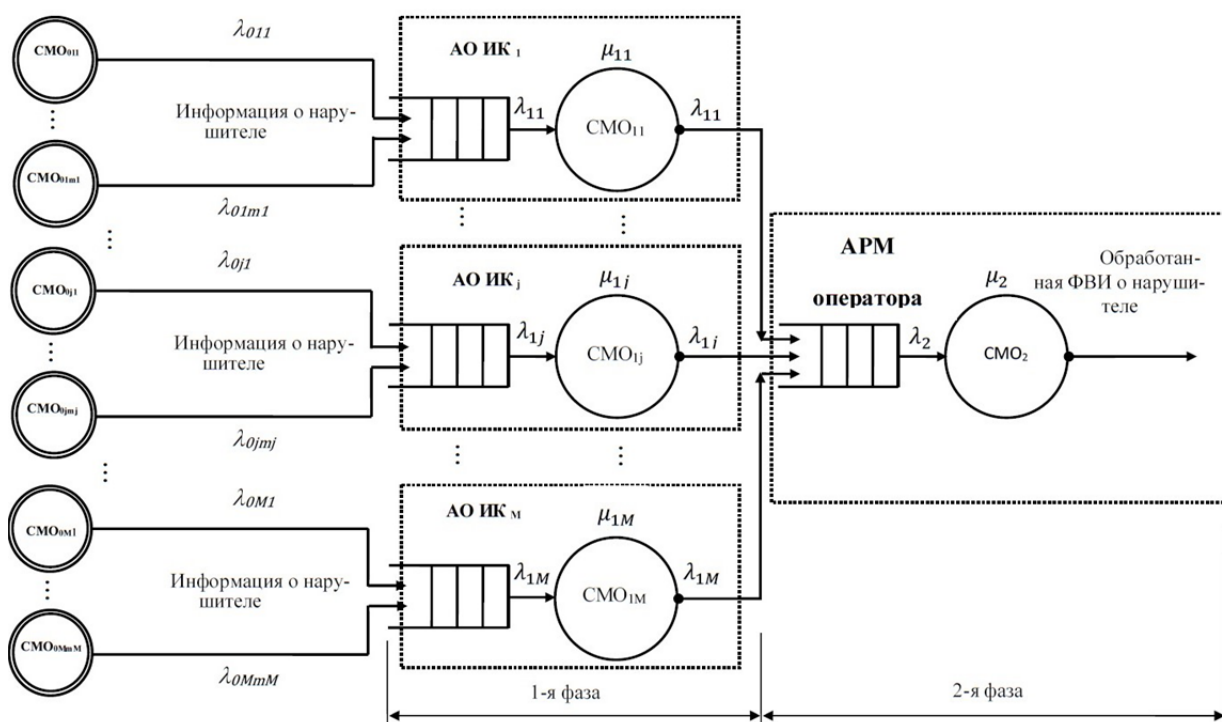


Рис. 1. Структура двухфазной СМО, моделирующей обработку ВИ в СОВ

На приведенном графе $СМО_{0j}$, $j = 1, 2, \dots, M$, моделируют среду (средства обнаружения нарушителя – ИК СВК), $СМО_{1j}$ описывают автоматическую обработку инфоканалов на видеосerverе (АО ИК), $СМО_2$ моделирует АРМО как часть всего аппаратно-программного комплекса (АРМО СОВ), а дуги определяют направление потока информации между ними.

Учитывая, что время и интенсивность обнаружения нарушителя ограничены, то ограниченным будет и число обнаруженных j -м ИК СВК нарушителей за время t_H . Учитывая данное обстоятельство, для определения числа обнаруженных нарушителей n_j за время t_H можно записать следующую формулу:

$$n_j = t_H \lambda_{1j}. \quad (1)$$

Суммарное число обнаруженных нарушителей n всеми ИК и поступающих на АРМО определяется суммой:

$$n = \sum_{j=1}^M n_j = t_H \sum_{j=1}^M \lambda_{1j}. \quad (2)$$

Если обозначить через λ_2 суммарную интенсивность входного потока ВИ, поступающей на АРМО, то формулу (2) можно представить в виде:

$$n = t_H \lambda_2, \quad (3)$$

где

$$\lambda_2 = \sum_{j=1}^M \lambda_{1j}. \quad (4)$$

Математическое ожидание (МОЖ) времени нахождения ВИ в сети складывается из МОЖ времени нахождения ВИ в СМО, имитирующих функционирование АО ИК, и в СМО, имитирующей функционирование АРМО [2].

Учитывая, что имеется M АО ИК, информация от которых поступает на АРМО независимо, то МОЖ времени нахождения ВИ в СМО ($t_{ИК}$), имитирующих функционирование АО ИК может быть определено с помощью взвешенного суммирования по формуле:

$$t_{ИК} = \frac{1}{\lambda_2} \sum_{j=1}^M \lambda_{1j} t_{зпj}, \quad (5)$$

где $t_{зпj}$ – среднее время занятости обработчика j -го АО ИК, которое складывается из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Учитывая зависимость (5), МОЖ времени нахождения ВИ в сети ($t_{СЕТИ}$) можно определить по формуле:

$$t_{СЕТИ} = t_{ИК} + t_{зп}, \quad (6)$$

где $t_{зп}$ – среднее время занятости обработчика АРМО, которое складывается из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Рассуждая аналогичным образом, для определения МОЖ времени ожидания обработки ВИ в сети ($\tau_{сети}$) можно получить следующую формулу:

$$\tau_{СЕТИ} = \tau_{ИК} + \tau_{ож}, \quad (7)$$

где $\tau_{ИК}$ – среднее нахождения ВИ в СМО, имитирующих функционирование АО ИК,

$$\tau_{ИК} = \frac{1}{\lambda_2} \sum_{j=1}^M \lambda_{1j} t_{ожj}, \quad (8)$$

где $t_{ожj}$ – среднее время ожидания обслуживания на АО j -го ИК; $\tau_{ож}$ – среднее время ожидания обслуживания на АРМО, складывающееся из среднего времени ожидания обслуживания и среднего времени обслуживания.

Таким образом, методика представляет следующую последовательность:

1. Задаются исходные данные: количество камер, время наблюдения, интенсивности обновления информации каждой камерой, среднее время ожидания обслуживания и среднее время обслуживания всех ИК и АРМО, среднее время ожидания обслуживания и среднее время обслуживания.
2. Определяется суммарная интенсивность входного потока ВИ по формуле (3).
3. Производится расчет МОЖ времени нахождения ВИ в СМО по формуле (5).
4. Производится расчет МОЖ времени нахождения ВИ в сети по формуле (6).
5. Производится расчет МОЖ времени ожидания обработки ВИ в сети по формуле (7).

Заключение

На основе теории двухфазных СМО описан процесс обработки ВИ в СОВ. На основе представленного описания разработана методика, которая позволяет определять основные временные характеристики. На основе методики можно вырабатывать рекомендации по улучшению функционирования АО ИК, оценить эффективность функционирования АРМО.

Библиографический список

1. Гнеденко, Б. В. Введение в теорию массового обслуживания / Б. В. Гнеденко, И. Н. Коваленко. – 3-е изд., испр. и доп. – Москва : Комкнига, 2005. – 400 с.
2. Ивченко, Г. И. Теория массового обслуживания / Г. И. Ивченко, В. А. Каштанов, И. Н. Коваленко. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва : ЛИБРОКОМ, 2012. – 304 с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО И ВСТРАИВАЕМОГО КОМПЬЮТЕРА ДЛЯ РАБОТЫ С 3D-ПРИНТЕРАМИ

Компания ООО «Робокинетика» (г. Саранск, Республика Мордовия) является производителем 3D-принтеров. На данный момент разработано несколько моделей 3D-принтеров, в том числе для печати вязкими материалами, такими как глина. В связи с отсутствием некоторого функционала и наличием недостатков существующих аналогов программного обеспечения возникла потребность в разработке собственного программного обеспечения. Ранее для работы с принтерами производства компании ООО «Робокинетика» использовалось стороннее программное обеспечение, такое как «Ultimaker Cura» и «Slic3r».

С каждым годом возрастает число различных видов материалов, используемых для печати в сфере аддитивных технологий. Так, например, относительно недавно появились 3D-принтеры, использующие в качестве «чернил» материалы, обладающие вязкими свойствами, такими как керамика, гипс и другие. Компания ООО «Робокинетика», ранее специализирующаяся только на разработке 3D-принтеров, печатающих из пластика и резины по методу послойного наплавления (англ. fused deposition modeling, далее FDM), разработала собственный 3D-принтер «Erzay Craft 3D» для печати вязкими материалами. Данная технология трёхмерной печати получила название «моделирование методом послойного осаждения жидкости», английский аналог – Liquid Deposition Modeling (далее LDM) [1].

3D-печать невозможно представить без использования специализированного программного обеспечения. Важным этапом 3D-печати является подготовка цифровой трёхмерной модели к 3D-печати. Процесс подготовки заключается в создании файла управляющих команд для 3D-принтера на основе исходной трёхмерной цифровой модели в программах, называемыми «слайсерами» (от англ. slicer – устройство для нарезки), а сам процесс называется «слайсингом» (от англ. slicing – нарезка). От используемого программного обеспечения и заданных параметров «нарезки» зависит то, как будет проходить печать, а также качество печатаемого изделия [2].

Метод печати LDM во многом похож на метод печати FDM, однако есть некоторые важные особенности, которые стоит учитывать при создании файла управляющих команд. Ввиду меньшего распространения технологии LDM, для подготовки трёхмерных моделей к печати на сегодняшний день используется программное обеспечение, которое предназначено для печати по технологии FDM, что не позволяет использовать весь потенциал принтера «Erzay Craft 3D».

Другой разработкой ООО «Робокинетика» является 3D-принтер «Erzay3D Space Bot» с сенсорным экраном и встроенным бортовым компьютером, работающим на операционной системе на базе ядра Linux. Встроенный бортовой компьютер позволяет выполнять большую часть операций, в том числе «слайсинг» прямо на 3D-принтере, что избавляет пользователя от необходимости иметь рядом персональный компьютер с установленным специализированным программным обеспечением. Однако, существующее программное обеспечение, имеющее достаточный функционал не предназначено для работы на встраиваемых компьютерах. По этой причине необходимо обеспечить переносимость разрабатываемого программного обеспечения на встраиваемый бортовой компьютер с адаптированным пользовательским интерфейсом для работы с сенсорным экраном.

Таким образом, при разработке программного обеспечения были выделены следующие основные задачи: реализация алгоритмов загрузки файлов трёхмерных моделей для визуализации, трансформации (изменения положения, масштабирования и вращения

моделей) и создания управляющих команд печати модели; реализация алгоритма загрузки файлов управляющих команд для визуализации, получения предварительной статистики печати и отправки на выполнение через последовательный порт; разработка собственного алгоритма создания управляющих команд печати по технологии LDM; создание графического пользовательского интерфейса; обеспечение переносимости программного кода для совместимости с операционными системами на базе ядра Linux; создание графического интерфейса для версии программы предназначенной для встроеного бортового компьютера 3D-принтера «Erzay3D Space Bot».

Исходя из поставленных задач для реализации проекта был выбран кроссплатформенный фреймворк Qt. Qt имеет богатую библиотеку встроенных классов для решения широкого спектра задач, имеет привязку к нескольким языкам программирования и обладает поддержкой самых распространённых операционных систем для персональных компьютеров на сегодняшний день – Windows, Linux, macOS, а также поддерживаются мобильные платформы Android и iOS. Для переноса программного обеспечения на другие платформы достаточно лишь перекомпилировать исходный код программы с помощью соответствующих компиляторов. В Qt так же входят различные вспомогательные инструменты. Так, например, для создания графического интерфейса будем использован Qt Designer, а для создания переводов на другие языки воспользуемся Qt Linguist. Большинство компонентов Qt предоставляются по свободной лицензии, которые позволяют использовать Qt даже в закрытых коммерческих проектах [2].

В качестве языка программирования будем использовать C++ как наиболее производительный и распространённый язык программирования в числе поддерживаемых Qt. Кроме того, Qt дополняет стандартный C++ мощным механизмом межобъектной коммуникации, называемый сигнально-слотовым соединением.

Для реализации передачи управляющих команд на принтер используем класс QSerialPort, предоставляющий удобный интерфейс для работы с последовательными портами. Для лучшей производительности работу с последовательным портом (расчёт контрольных сумм, отправка управляющих команд, разбор сообщений принтера) организуем в отдельном от основного потока. К тому же это позволит избежать случаев, когда перерисовка трёхмерной сцены или какой-либо другой длительный процесс может затормозить или даже приостановить на некоторое время передачу данных, что может повлечь за собой появление дефектов на напечатанном изделии.

Для реализации многопоточности используем класс QThreadPool, который предоставляет интерфейс для переноса объектов в отдельный поток. Загрузку файлов трёхмерных моделей и файлов управляющих команд так же перенесём в отдельный поток, для того, чтобы избежать блокировки окна программы при загрузке больших файлов.

Для визуализации трёхмерных объектов используем класс QOpenGLWidget, в котором реализован интерфейс для работы с трёхмерной графикой посредством OpenGL. Для лучшей производительности используем возможности современных графических ускорителей – хранить вершины трёхмерных объектов в видеопамяти. В этом случае существенно снижается время отрисовки трёхмерной сцены, а также снижается нагрузка на центральный процессор. Чтобы получить массив вершин, достаточно прочитать их из файла трёхмерной модели. Способ хранения вершин в файле трёхмерной модели описан в спецификации к конкретному формату файла. В свою очередь для получения массива вершин из файла управляющих команд необходимо провести синтаксический анализ (парсинг) каждой команды. В результате анализа мы получим координаты точек движения экструдера, по которым можем построить трёхмерное изображение будущего напечатанного изделия. Синтаксический анализ управляющих команды так же применим для получения предварительной статистики печати – расход материала, масса изделия, приблизительное время печати и другие показатели.

Создание алгоритма получения управляющих команд для печати заданной трёхмерной модели является наиболее труднореализуемой задачей, поэтому для создания управляющих команд печати по технологии FDM будем использовать стороннюю ути-

литу CuraEngine, имеющую открытый исходный код и распространяемую по свободной лицензии. CuraEngine является консольным приложением, которое можно запустить в фоновом режиме и контролировать работу с помощью класса для работы с процессами QProcess. При запуске утилиты необходимо указать пути к файлам трёхмерных моделей, которые будут преобразованы в файл управляющих команд.

В некоторых случаях, CuraEngine можно также использовать для печати по технологии LDM. Для этого можно использовать специальный «спиральный» режим печати, при котором печатающая головка непрерывно движется вверх, описывая внешний контур исходной фигуры. Таким образом удаётся избежать появления швов и разрывов в местах перехода печатающей головки к следующему слою. Однако, в CuraEngine имеется существенный недостаток, который не позволяет создавать стенки с толщиной более чем в один диаметр сопла. Изделие с такой тонкой стенкой оказывается хрупким, увеличивается вероятность обвала стенок во время печати, особенно если фигура высокая. Аналоги CuraEngine, такие, как Slic3r и Simplify3D так же не позволяют напечатать стенки более чем в один диаметр сопла. Для решения данной проблемы на основе алгоритма «спиральной» печати разработан собственный алгоритм печати, который заключается в движении печатающей головки непрерывно вверх, описывая внешний контур исходной фигуры, при этом совершая короткие периодические движения к центру печатаемой модели и обратно. Таким образом, стенки изделия получаются волнообразными. Подбором амплитуды и частоты периодического перемещения к центру модели и обратно можно добиться того, чтобы экструдированные нити переплетались между собой, при этом увеличивается толщина и прочность стенки. На рис. 1 изображён результат печати с помощью разработанного алгоритма.



Рис. 1. Результат печати с помощью разработанного алгоритма

Технология LDM накладывает некоторые ограничения на форму печатаемого изделия из-за существенно большего времени отверждения материала в сравнении с временем отверждения пластика. В связи с этим печатать высокие формы, а также формы с нависающими частями весьма проблематично даже при использовании поддерживающих структур. Кроме того, подобные материалы зачастую имеют высокий коэффициент усадки. Например, для глины в зависимости от состава, коэффициент усадки может достигать 23 % [3]. Проблему усадки можно решить, увеличив масштаб печатаемого изделия на значение, равное коэффициенту усадки. Также стоит отметить, что минимальный диаметр сопла для печати по технологии LDM обычно существенно больше минимального диаметра сопла для печати по технологии FDM ввиду того, что используемые материалы, такие как глина в своём составе часто могут иметь твёрдые примеси или неразмякшие гранулы основного вещества, что является причиной забивки сопла. По этой

причине печать по технологии LDM имеет более низкую детализацию, чем печать по технологии FDM. Например, для печати глиной не используют сопла с диаметром отверстия менее 1 мм, тогда как для печати пластиком могут использоваться сопла с диаметром отверстия 0,3 мм. Несмотря на вышеперечисленные недостатки, данная технология уже нашла своё применение при создании различных объектов искусства, декоративных светильников, ваз, флаконов, различной посуды, а также в отработке алгоритмов создания 3D-печатных зданий в уменьшенном масштабе. Теоретически, данная технология печати может применяться и в других сферах, в том числе в пищевой промышленности.

На рис. 2 изображено главное окно разработанной программы «Erzay 3DLab» в режиме печати вазы, созданной с помощью разработанного собственного алгоритма. На рис. 3 изображено готовое напечатанное изделие.

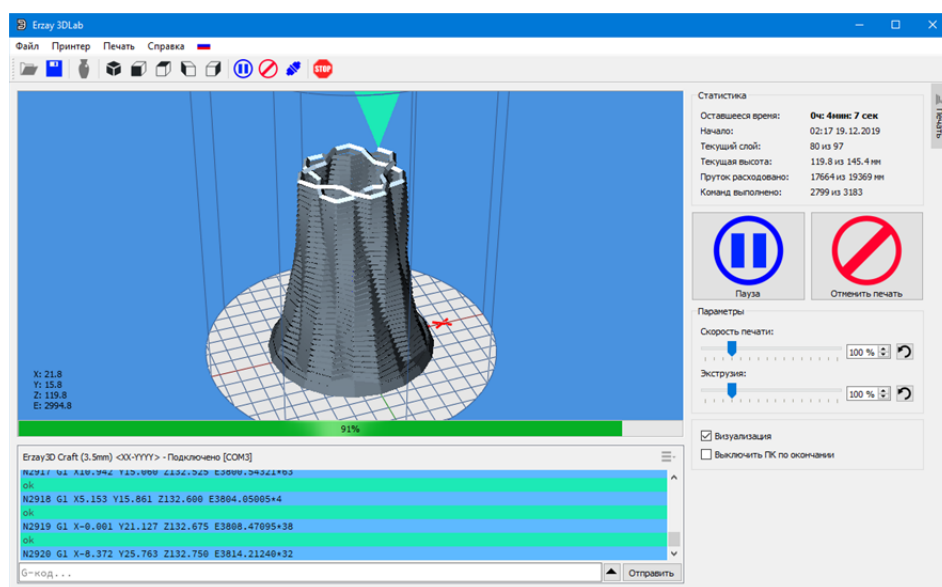


Рис. 2. Окно программы «Erzay 3DLab» в режиме печати



Рис. 3. Пример напечатанной вазы, созданной в программном обеспечении «Erzay 3DLab»

На рис. 4 изображено программное обеспечение на встроенном компьютере 3D-принтера «Erzay3D Space Bot» в режиме визуализации трёхмерной модели.

В качестве бортового компьютера 3D-принтера «Erzay3D Space Bot» выбран одноплатный компьютер Raspberry Pi под управлением операционной системы на базе ядра Linux с подключённым 7-дюймовый сенсорным дисплеем. Raspberry Pi поддерживает Wi-Fi и Ethernet сети, что обеспечивает проводную и беспроводную связь с принтере-

ром по локальной сети и по сети интернет, а также имеется поддержка USB-носителей. Для удобства передачи файлов добавлена поддержка работы с облачным сервисом Яндекс.Диск. На данный момент версия программы для бортового компьютера доступна только для владельцев принтера «Erzay3D Space Bot».



Рис. 4. Визуализация трёхмерной модели в программном обеспечении встроенного компьютера 3D-принтера «Erzay3D Space Bot»

Программное обеспечение «Erzay 3DLab» для персонального компьютера также совместимо с большим количеством 3D-принтеров стороннего производства и на данный момент доступно для свободного скачивания для операционных систем Windows и Linux с официального сайта ООО «Робокинетика» [4].

Библиографический список

1. Liquid Deposition Modeling (LDM) – 3D Printing Media Network. – URL: <https://www.3dprintingmedia.network/additive-manufacturing/am-technologies/what-is-liquid-deposition-modeling/> (дата обращения: 19.12.2019).
2. Программы для 3D-печати и 3D-принтера. – URL: <https://make-3d.ru/articles/program-my-dlya-3d-pechati-i-3d-printera/> (дата обращения: 02.10.2019).
3. Qt Product. – URL: <https://www.qt.io/product> (дата обращения: 18.12.2019).
4. Усадка глины при сушке. – URL: <http://fccland.ru/mineralogiya/4044-usadka-gliny-pri-sushke.html> (дата обращения: 18.12.2019).
5. Программа для 3D печати Erzay 3DLab. – URL: <https://robokinetics.ru/3dlab> (дата обращения: 18.12.2019).

П. В. Венчаков, А. В. Венчаков

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЕТОДИОДНЫХ УСТАНОВОК НА ОСНОВЕ ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В настоящее время существуют различные типы промышленных устройств, ориентированных на постоянные выходные параметры – драйвера светодиодных светильников, давно известные во многих зарубежных технологиях.

Одной из их основных функций светодиодных драйверов является их зависимость от источников постоянного напряжения. Существуют драйвера, рассчитанные только на повышение или понижение выходного напряжения так и универсальные преобразователи. Последний тип, в частности, применяется в комплектации автомобилей различных марок.

В настоящей статье рассматривается одна из базовых схем и расчеты элементов понижающего преобразователя в режиме работы источника тока.

Первые промышленно изготовленные диоды были созданы на основе карбида кремния и ориентированы на желто-зеленый цветовой диапазон. Впоследствии появились диоды красного свечения на основе фосфида галлия. В конце XX века появились светодиоды нового поколения, созданные на основе нитридных соединений.

В процессе рассмотрения светодиодов на основе понижающего преобразователя следует учитывать тот факт, что напряжение нагрузки возможно в пределах не более 85 % от напряжения питания. Предел около 85 % происходит вследствие задержек переключения в системе управления. В схеме понижающего преобразователя обычно используется мощный МОПТТ для переключения источника питания через индуктивность и светодиодов, соединенных последовательно [4, с. 39]. Индуктивные процессы используются в целях накопления энергии, когда МОПТТ включен. Впоследствии эта энергия необходима для обеспечения током светодиодов в режиме выключенного МОПТТ. Диод, включенный в схему параллельно цепочке светодиодов и индуктивности, создает обратную связь для тока в данном режиме. Функциональная схема приведена на рис. 1.

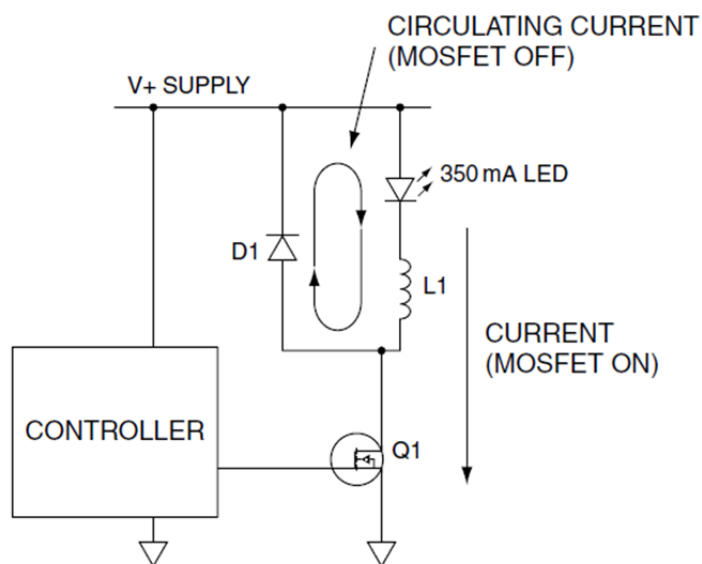


Рис. 1. Функциональная схема понижающего преобразователя

Данный тип светодиодов находит применение в автономных и низковольтных условиях, так как они вырабатывают постоянный ток СД при очень высокой эффективности. Понижающий преобразователь, управляемый в режиме пикового значения тока, может обеспечивать приемлемое изменение тока светодиода в достаточно широком диапазоне параметров напряжения. Следует отметить, что в этих условиях данный тип светодиодов не нуждается в специально созданной управляющей обратной связи. Сфера применения драйверов такого типа достаточно широка.

Универсальный светодиодный драйвер для понижающего преобразователя HV9910.

Интегральная микросхема HV9910B фирмы Supertex была спроектирована специально для управления светодиодами в схеме понижения напряжения. Целесообразность понижающего преобразователя состоит в том, что данный тип обладает низкой себестоимостью, небольшим количеством компонентов, реализующих непрерывный режим тока.

Существуют три дополнительных компонента, необходимых для изменений выходных параметров преобразователя: токовый датчик, частотоподающий резистор и полевой транзистор. Линейное или нелинейное регулирование посредством широтно-импульсной модуляции (далее ШИМ) яркости может быть также реализовано с использованием драйвера. Функциональная схема HV9910B представлена на рис. 2.

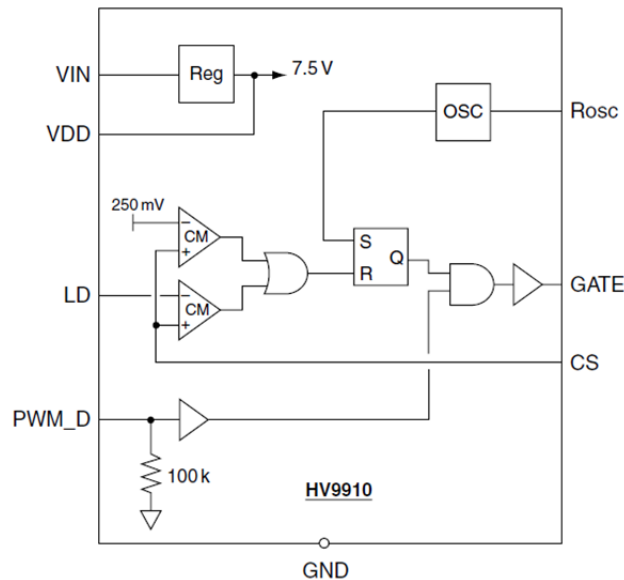


Рис. 2. Функциональная схема драйвера светодиодов HV9910

HV9910B имеет два пороговых напряжения токового датчика – внутреннее, установленное на 250 мВ, и внешнее – на вывод LD. Используемое в процессе переключений реальное пороговое напряжение в этом случае **меньше**. Этот факт обеспечивает не только низкую величину напряжения датчика, но и позволяет использовать резистор низкой величины для токового датчика в целях высокой эффективности.

Схема понижающего преобразователя

На рис. 3 представлена типовая схема включения драйвера HV9910 в режиме понижающего преобразователя.

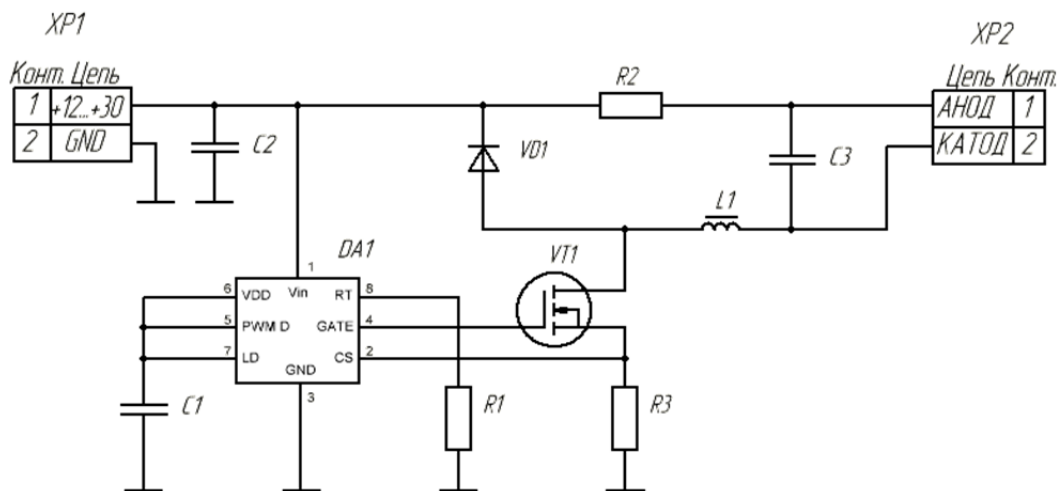


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная понижающего преобразователя с постоянной частотой переключения

Основные технические параметры

Входное напряжение = 10–30 В.

Напряжение на цепочке СД = 4–8 В.

Ток СД = 350 мА.

Ожидаемая эффективность = 90 %.

Расчет номиналов компонентов схемы. Выбор частоты переключений и резистора $R1$

Частота переключений определяет размеры индуктивности $L1$. Большая частота переключений обеспечит в результате меньшую индуктивность, но в этом случае неизбежны потери напряжения на переключение МОПТ. Типичная частота переключений при использовании низкого входного напряжения равна $f_{sw} = 150$ кГц. Исходя из Datasheet на микросхему HV9910B, времязадающий резистор, подключаемый между выводом RT и заземлением (шина GND), равен 100 кОм.

В случае соответствия расчетным параметрам, минимальное входное напряжение возможно только 80 % от максимального выходного. В понижающем преобразователе коэффициент заполнения периода для ключевого МОПТ (пропорционален доле периода, когда ключ замкнут) рассчитывается:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}. \quad (2)$$

Данная оценка должна соответствовать 80 %. Для предотвращения дестабилизации напряжения необходимо обеспечить работу в режиме постоянного времени выключенного состояния (в этом случае времязадающий резистор подключается между выводом RT драйвера и затвором МОПТ). Таким образом, время выключенного состояния постоянно, поэтому частота переключений изменяется, если происходит смена напряжения.

При выборе времязадающего резистора, обеспечивающего постоянное время выключенного состояния 5 мкс с коэффициентом заполнения 80%, время включенного состояния должно быть 20 мкс. Частота переключений соответствует 40 кГц. В случае напряжения питания, равного 30 В, и напряжения нагрузки 4 В, коэффициент заполнения будет соответствовать 13,33 % (время включенного состояния – 767 нс, частота переключений – 173,4 кГц). Средняя частота переключений будет в пределах 100 кГц, в этом случае выбор других компонентов должен быть в соответствии с этим параметром. Времязадающий резистор, обеспечивающий 5 мкс времени выключенного состояния, будет равен 130 кОм.

Расчет и обоснование выбора входного конденсатора фильтра ($C2$)

Контроль параметров напряжения осуществляется посредством работы электролитического конденсатора. Общее последовательное сопротивление (далее ESR) конденсаторов невозможно для высокочастотных пульсаций тока, генерированных понижающим преобразователем. Таким образом, металлизированный полипропиленовый или керамический конденсатор может быть включен для работы в режиме высокочастотных пульсаций тока. Данный высокочастотный конденсатор может быть рассчитан посредством формулы:

$$C2 = \frac{I_O T_{OFF}}{0,05 V_{MIN}}. \quad (3)$$

На этом этапе проектирования печатной платы необходимо высокочастотный компонент, равный ~ 4,7 мкФ; 50 В. Этот показатель получен посредством разработок, ведущихся в данном направлении [4, с. 43]. Параметры конденсатора должны быть приближены к индуктивности $L1$ и ключевому МОПТ $VT1$ для поддержания контура вы-

сокочастотного тока малой площади на печатной плате (PCB – printed circuit board – печатная плата). По причине имеющихся особенностей данной типичной схемы преобразователя, на односторонней печатной плате невозможно представить плату без присутствия длинных контуров тока. Таким образом, на практике возможны два варианта:

1 Включение в схему двух конденсаторов с малой индуктивностью между ними для создания фильтра PI, состоящего из конденсатора шунта на стороне входного сигнала [3].

2 Разработать двустороннюю печатную плату с целью уменьшения длины проводников внутри рассматриваемого контура.

Таким образом можно обеспечить ограничение излучений электромагнитных помех (EMI – electromagnetic interference – электромагнитное излучение).

Расчет значения индуктивности (LI)

Величина индуктивности исходит из максимально допустимой величины пульсаций тока в светодиодах. Например, пульсации 15–20% являются возможными.

Параметры катушки индуктивности (дресселя) рассчитываются посредством следующих формул:

$$E = L \frac{di}{dt}. \quad (4)$$

В режиме выключенного состояния МОПТ:

$$E = V_{LED} = V_{o,max} = L \frac{di}{dt}, \quad (5)$$

где $di = 0,3I_{o,max}$, dt – интервал времени выключенного состояния.

Следовательно, индуктивность LI может быть рассчитана при выпрямленной величине номинального входного напряжения по формуле:

$$L_1 = \frac{V_{o,max} T_{OFF}}{0,3I_{o,max}}. \quad (6)$$

В этом примере $LI = 380$ мкГн и ближайшая стандартная величина – 470 мкГн. Поскольку эта величина немного выше, чем рассчитанная величина, пульсации тока будут меньше 30%. Величина пикового тока индуктивности будет равна 350 мА в расчете на пульсации тока в размере 15%.

$$i_p = I_o \cdot 1,15. \quad (7)$$

Расчетные данные получены на основе исследований предлагаемых специалистами, работающими в данной сфере [4, с. 43].

Выбор МОПТ (VTI) и диода (VDI)

Пиковое напряжение, появляющееся на МОПТ, равнозначно максимальному входному напряжению. При максимальном показателе напряжения, равном 50 %:

$$V_{FET} = 1,5V_{in,max}. \quad (8)$$

Из данной формулы исходит, что величина максимального коэффициента заполнения – 30 %. Поэтому величина тока МОПТ будет рассчитана следующим образом:

$$I_{FET} \approx I_{o,max} \cdot 0,8. \quad (9)$$

Ведущие специалисты в области схмотехники приводят пример прибора VN3205N8 фирмы Supertex с номинальными параметрами 50 В; 1,5 А.

Пиковая величина напряжения на диоде такая же, как и на МОПТ. Следовательно:

$$V_{diode} = V_{FET}. \quad (10)$$

В случае минимального коэффициента заполнения средний ток, протекающий через диод, может быть рассчитан:

$$I_{diode} = 0,87 I_{o,max} . \quad (11)$$

Выбор резистора токового датчика ($R3$)

Величина резистора токового датчика рассчитывается:

$$R3 = \frac{0,25}{1,15 I_{o,max}} . \quad (12)$$

Расчеты могут быть получены при условии соблюдения внутреннего порогового напряжения. Значение 0,25 В может быть иным в случае изменения напряжения на выводе LD (при условии соблюдения параметров пульсаций тока 15% – 25%).

Согласно приведенной схеме, конденсатор CI функционирует в качестве элемента, поддерживающего внутренний стабилизатор HV9910B при переключениях МОПТТ, когда высокочастотные импульсы тока требуются для перезаряда. Таким образом, на практике рекомендуется выбор конденсатора с величиной параметра емкости $CI = 2,2$ мкФ, рассчитанного на напряжение 16 В.

Распространенные ошибки в проектировании низковольтного понижающего преобразователя

1 Используется катушка, которая имеет слишком большую индуктивность. Также возможны дефекты при обмотке дросселя; неправильно рассчитанное сечение провода (это ведет к увеличению параметров дросселя); нарушение изоляции провода.

2 Использование неправильного тока обратного диода.

В применениях с низким коэффициентом заполнения ток светодиодов течет в обратный диод большую часть времени. Прямое напряжение 0,45 В при токе 350 мА имеет в результате потери проводимости величиной 157,5 мВт. Для применений, связанных с большим током, применяются большие корпуса SMB и SMC.

В настоящее время созданы новейшие технологии, позволяющие значительно повысить качество светодиодных установок и их регулировочные характеристики. Данная проблематика не перестает быть актуальной как за рубежом, так и в России. Как известно, в процессе эволюции светодиодных моделей, занявшей несколько десятков лет, их комплексные конструкции, а также функциональность и применение претерпели существенные изменения. Сейчас эта тематика затрагивает широкий спектр, включающий базовые схемы, вопросы проектирования и широкую область применений.

Библиографический список

1. Чоудари, В. Обратноходовой изолированный понижающий Fly-Buck-преобразователь: проектирование и расчет / В. Чоудари. – URL: <https://www.compel.ru/lib/ne/2016/5/5-obratnohodovoy-izolirovannyiy-ponizhayushhiy-fly-buck-preobrazovatel-proektirovanie-i-raschet> (дата обращения: 20.09.2018).
2. Шелл, Д. Разработка понижающего преобразователя без секретов / Д. Шелл, Ж Касторена // Компоненты и технологии. – 2007. – № 4. – URL: <http://www.electrosad.ru/files/BuckConverter.pdf> (дата обращения: 18.06.2018).
3. PI-фильтр. – URL: <https://electronicscoach.com/pi-filter.html> (дата обращения: 05.06.2018).
4. Winder, S. Power supplies for LED drivers / S. Winder. – URL: <https://www.twirpx.com/file/1981473/> (дата обращения: 13.06.2018).

**Нэй Мью Чжо¹, А. А. Лупачев¹, Е. А. Еlicheва¹,
К. С. Куликова¹, А. Р. Пецинярж²**

¹Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

²Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана,
г. Москва, Россия

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ИНТЕРВАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УСТАНОВИВШЕГОСЯ ЗНАЧЕНИЯ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

1. Введение

В действующих национальных и международных стандартах по динамическому испытанию сложных объектов рекомендованы критерии окончания переходного процесса (ПП) в момент наступления установившегося режима T_Y . Такие испытания имеют различную технологическую основу [1]. Измерительная задача всегда является частью более общей задачи принятия решений на основе результатов измерений [2].

Данная работа является развитием положений, изложенных в докладах [3–5,12], доложенных на XXV – IXXX International Scientific Symposium “Metrology and Metrology Assurance”, организованных Софийским университетом в г. Созополь (Болгария).

В критериях в качестве модели измерительной цепи (ИЦ) совместно с динамической моделью сложного объекта априорно предполагается использование простейшего динамического апериодического звена первого порядка (АЗПП). Параметром модели ИЦ является её постоянная времени τ . При этом параметр модели является неопределенным в некоторой, довольно значительной, области возможных его значений от минимального $\tau_{\min}$ до максимального $\tau_{\max}$ [6].

В качестве критериев окончания переходного процесса в режиме on-line используются так называемые [1] критерии интервального вида (КИВ): « $V\%/\Delta T_H$ », где $V\%$ – допустимое относительное приращение сигнала ПП, %; ΔT_H – длительность интервала наблюдения за сигналом ПП.

Суть таких критериев состоит в том, что текущее абсолютное или относительное приращение $\delta(t_k)$ сигнала ПП на заданном интервале ΔT_H наблюдения (ИН) сравнивается с допустимым абсолютным Δ_C или относительным значением $V\% = 100\delta_C$, заданном в КИВ, как показано на рис. 1. При этом t_k соответствует моменту окончания интервала наблюдения за сигналом ПП.

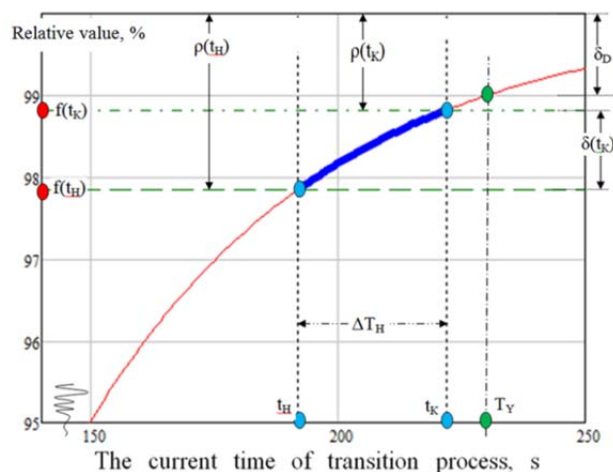


Рис. 1. Интервал наблюдения интервального критерия

2. Ограничение на использование критерия

В работе [1] указано, что КИВ имеют ограничение на использование. Это ограничение касается параметра АЗПП и получило название критическая постоянная критерия (КПК) $\tau_{кр}$. При принятии КИВ решения об окончании ПП в ИЦ с текущим параметром модели $\tau > \tau_{кр}$, апостериорно наблюдается значительная динамическая погрешность первого рода. Эта текущая погрешность существенно превосходит заранее назначенный параметр КИВ, т.е. δ_c . Например, это отмечается в работах [7, 8]. Последствия от неправильного решения также различны, и как отмечается в работе [9]: *«вне измерительной модели результат измерения не имеет смысла»*.

В работе [5] приведено формальное определение для КПК для модели ИЦ АЗПП. Было найдено, что критическая постоянная критерия не связана с параметрами ИЦ. Выражение для его асимптотического значения:

$$\tau_{кр1} = \Delta T_H / \ln 2. \quad (1)$$

3. Неопределённость измерительной цепи

Известно, что ИЦ характеризуется тремя видами неопределённости: сигнальной, параметрической и структурной [6].

Сигнальная неопределённость выражается в неизвестной заранее амплитуде измеряемой асимптоты ПП. Параметрическая неопределённость иллюстрируется линейными дифференциальными уравнениями для описания динамических свойств аналоговых измерительных каналов. Например, в работе [5] приведён пример с отношением $\tau_{\max}/\tau_{\min}$ постоянных времени для динамической модели силовых трансформаторов. Структурная неопределённость *«означает, что структура математической модели является неточно известной»* [6].

В практике измерений важную роль имеет квазидетерминированная модель измерительного процесса в виде переходной характеристики представленной суммой экспонент. Так в работе [9] выделяются *«два важных случая: когда постоянные времени экспонент достаточно близки и когда они отличаются в 5–10 раз и более»*.

Анализ ПП для ИЦ второго порядка на основе КИВ проведён в работах [4, 5]. Найдено, что КПК $\tau_{кр2}$ существенно зависит затухания ζ ИЦ изменяясь более порядка для $\zeta > 0,83$. Критическая постоянная критерия $\tau_{кр2}$ стремится к $\tau_{кр1}$ при $\zeta > 1,05$.

Известны современные датчики с динамическими моделями третьего порядка [10]. Анализ ПП для ИЦ третьего порядка на основе КИВ проведён в работе [11]. Целесообразно проанализировать работоспособность КИВ для моделей ИЦ первого, второго и третьего порядков. Это позволяет дополнить и обобщить проделанные ранее исследования.

4. Пути преодоления ограничений на использование критерия

При апериодическом характере сигнала ПП, независимо от порядка модели ИЦ, КИВ всегда вырабатывает решение о выполнении требований заложенных в критерии. Таким образом, КИВ информирует потребителя измерительной информации о «безусловном» достижении установившегося значения на всём возможном интервале параметра модели $0 \leq \tau \leq \tau_{\max}$ и её динамической структуре.

Однако моделирование процессов обработки результатов измерений и принятия решения показало, что интервальный критерий неправильно определяет момент наступления установившегося значения для $\tau_{cr} < \tau \leq \tau_{\max}$. Ненадлежащее использование КИВ даёт *ложноположительный* результат, не удовлетворяющий требованию по допускаемой динамической погрешности δ_D . Таким образом, КИВ автоматически формирует решение, которое вводит в заблуждение потребителя измерительной информации.

Классический КИВ разработан для случая, когда экспериментальные измерительные данные удовлетворяют априорной модели ИЦ и являются оптимальными для этой модели. В практических задачах испытаний сложных объектов априорная модель неред-

ко нарушается и поэтому желательно использовать модифицированные КИВ (МКИВ). Такие критерии должны слабо зависеть от нарушения существующих ограничений, однако давать достаточно высокую точность оценки момента наступления установившегося режима T_Y . Такие критерии, обычно называются робастными или надёжными [11]. МКИВ могут найти широкое применение в практике испытаний объектов на ступенчатое воздействие, например, температурное.

Дальнейшие исследования будут посвящены разработке именно таких модифицированных критериев интервального типа. Они должны реализовываться в форме алгоритма, определяющего последовательность измерительных и математических операций, необходимых для решения задачи, по оценке момента наступления установившегося режима.

Для их построения следует использовать КИВ с набором переключаемых ИН. Длительность соседних интервалов наблюдения необходимо изменять целенаправленно на основе текущей информации.

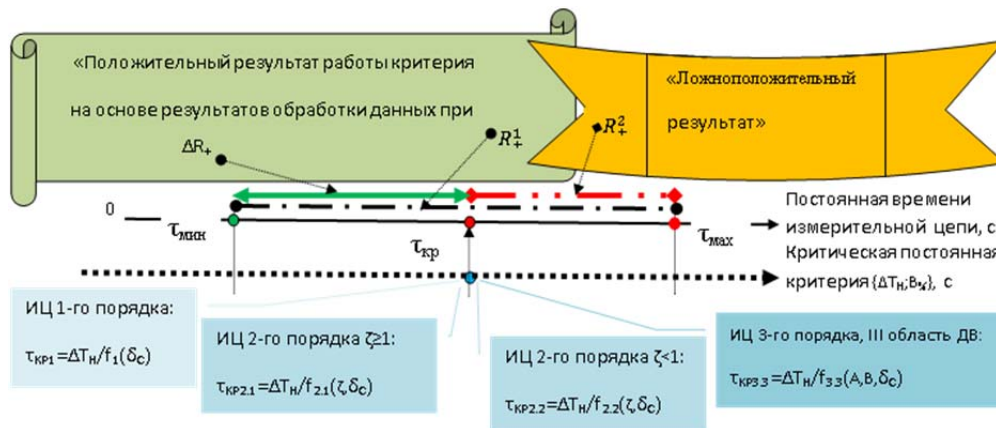


Рис. 2. Задача принятия решения на основе результатов измерений

5. Заключение

Обобщение исследований интервального критерия установившегося значения в измерительной цепи со структурной и параметрической неопределенностью позволило найти асимптотические закономерности в поведении критического значения критерия.

Найденные закономерности должны служить информационной основой для разработки робастного алгоритма. Модифицированный критерий интервального вида должен отвечать требованиям эффективности и преодолевать параметрическую и структурную неопределенности реальной измерительной цепи.

Библиографический список

1. Bekhtin, Yu. S. Analysis of interval criteria end of the transient process in the measuring circuit / Yu. S. Bekhtin, A. A. Lupachev, A. N. Serov, A. V. Kovalenko // Proceedings of 7th Mediterranean on Embedded Computing "MECO'2018" (Jun 10–14, 2018). – Budva, Montenegro. – P. 4.
2. Chunovkina, A. Models of measurement uncertainty optimization in decision-making on the basis of measurement results / A. Chunovkina // Proceedings of 28th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2018" (September 10–14, 2018). – Sozopol, Bulgaria, 2018. – P. 31–34.
3. Lupachev, A. Interval criterion of the end of the transient in the measuring circuit/ A. Lupachev, I. Sapelkin, A. Smagin, Yu. Bekhtin // Proceedings of 26th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2016" (September 7–11, 2016). – Sozopol, Bulgaria, 2016. – P. 97–103.

4. Sapelkin, I. The influence of the measurement circuit model on the application of the steady-state interval criterion / I. Sapelkin, V. Khodyreva, A. Lupachev, P. Makarychev // 26th National Scientific Symposium with international participation "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2016" (September 7–11, 2016). – Sozopol, Bulgaria, 2016. – P. 122–126.
5. Using oscillatory dynamics of the measuring circuit in the interval criterion of the steady-state value estimator / Y. Bekhtin, A. Lupachev, N. Serov, P. Makarychev, V. Khodyreva, A. Petsinyarzh // 28th International Scientific Symposium "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2018" (September 10–14, 2018). – Sozopol, Bulgaria, 2018. – P. 125–128.
6. Методы адаптивного и робастного управления нелинейными объектами в приборостроении / А. А. Бобцов, В. О. Никифоров, А. А. Пыркин, О. В. Слита, А. В. Ушаков. – Санкт-Петербург : НИУ ИТМО, 2013. – 277 с.
7. Zdenko Godec. Steady-State Temperature Rise Determination / Zdenko Godec // *Automatika*. – 1992. – № 33 (3-6). – P. 129–134.
8. Myths and legends. Electronic thermometer. Tests. Section "Alarm" // SPROS. Medical equipment. – 2009. – № 11. – URL: <http://www.ripi-test.ru/novosti/935-itogi-peregovorov-s-omron>
9. Бобылев, Д. А. Определение параметров многоэлементных двухполюсников по мгновенным значениям отклика на импульсное тестовое воздействие / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2014. – № 1. – С. 18–23.
10. Shchepetov, A. G. Basics of design of devices and systems / A. G. Shchepetov. – Москва : Yurayt publishing House, 2016. – 458 p.
11. Generalization of Studies of the Interval Criterion of Steady-state Value in the Measuring Chain with Structural Uncertainty / N. Serov, A. Lupachev, Ней Мью Чжо, E. Eliceva, Y. Bekhtin, A. Petsinyarzh // 29th International Scientific Symposium "METROLOGY and METROLOGY ASSURANCE 2019" (September, 2019). – Sozopol, Bulgaria, 2019. – URL: proceedings.metrologybg.org

В. С. Волков, Н. В. Волкова, Е. А. Рыблова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТЕНЗОДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРЕМНИЯ

Начиная с середины 70-х годов внимание разработчиков привлек материал применяемый для механических сенсоров – поликристаллический кремний. Хотя исследования поликристаллического кремния проводились и ранее, но сколько-нибудь заметное применение поликремний нашел только после создания специальной технологии его изготовления, получившей название метода химического парового осаждения при низком давлении [1].

Применение поликристаллического кремния (поликремния) для изготовления полупроводниковых тензорезисторов интегральных тензодатчиков имеет ряд преимуществ:

- поликремний осаждается на слой двуокиси кремния, что позволяет расширить температурный диапазон работы датчиков до 300 °С;
- при легировании поликремния в зависимости от концентрации легирующей примеси (бора) имеется возможность изменять знак температурного коэффициента сопротивления (ТКС) тензорезисторов, что в свою очередь позволяет снижать температурную погрешность начального выходного сигнала [1, 2].

Для получения поликремния применяется метод химического парового осаждения при низком давлении [1].

Суть метода состоит в пропускании газа силана SiH_4 при давлении 0,5...1 мм рт.ст. над кремниевыми пластинами, находящимися в кварцевой трубе при температурах 600...800 °С. Силан при этом разлагается в соответствии с реакцией



Изменяя длительность процесса осаждения, можно управлять толщиной полученных пленок в диапазоне 0,2...0,7 мкм. Данный метод позволяет получать пленки поликристаллического кремния с высокой воспроизводимостью электрофизических характеристик.

Поликристаллический кремний имеет две особенности строения кристаллографической структуры, которые определяют отличие его электрофизических свойств по сравнению с монокристаллическим кремнием [1].

Во-первых, поликристаллический кремний состоит из множества отдельных кристаллов (кристаллитов), имеющих различную кристаллографическую ориентацию. Внутри кристаллита атомы расположены строго периодически, как в монокристалле кремния.

Во-вторых, на поверхности кристаллита находятся локализованные состояния, получившие название ловушек. Их возникновение может быть связано с оборванными валентными связями атомов поверхности кристаллитов. Концентрация ловушек и их энергетическое положение являются до сих пор предметом исследований. Имеющиеся экспериментальные данные указывают на то, что уровни ловушек расположены вблизи середины запрещенной зоны, а их концентрация составляет $3...4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Первоначально ловушки нейтральны, затем захватывают свободные носители заряда из объема кристаллита, образуя неподвижный заряд, локализованный на поверхности кристалла [1].

Захват подвижных носителей заряда из кристаллитов приводит к образованию вблизи поверхности области обеднения. Из-за наличия областей обеднения пленок поликристаллического кремния при равной степени легирования оказывается всегда больше, чем у монокристаллических пленок.

Сопротивление поликремниевых пленок определяется следующей формулой

$$R = R_k + R_b, \quad (2)$$

где R_k – сопротивление кристаллитов; R_b – суммарное сопротивление областей обеднения (барьеров).

По мере увеличения легирования пленок сопротивление кристаллитов уменьшается, в то время как сопротивление областей обеднения уменьшается еще больше. При концентрации легирующей примеси (бора) больше $5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ удельное сопротивление поликремниевой пленки приближается к сопротивлению монокристаллического кремния, однако, сопротивление поликремниевой пленки всегда больше [1].

Распределение в пленке поликристаллического кремния легирующей примеси зависит от ее вида. Такая примесь, как бор, равномерно распределяется по объему кристаллов и межкристаллическому пространству. Для фосфора наблюдается эффект сегрегации: фосфор имеет тенденцию накапливаться в межкристаллическом пространстве. Сегодня для изготовления используются только поликристаллические пленки, легированные бором, причем с высокой степенью легирования (около $4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и более).

Меняя степень легирования пленки, можно изменить соотношение между сопротивлением кристаллитов R_k и барьеров R_b и управлять, таким образом, величиной ТКС. Можно получить пленки с ТКС любого знака, в том числе и с $\alpha = 0$, что очень важно в практическом отношении. Такого разнообразия в поведении ТКС в рассматриваемом диапазоне концентраций примеси у монокристаллического кремния нет.

Деформация поликремниевой пленки приводит к изменению сопротивления, как кристаллитов, так и областей обеднения вблизи кристаллитов. Поэтому общая тензочувствительность имеет две составляющие:

$$S = \frac{R_k}{R_k + R_b} S_k + \frac{R_b}{R_k + R_b} S'_b \quad (3)$$

Здесь $S_k = \frac{1}{R_k} \frac{dR_k}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность кристаллита, $S'_b = \frac{1}{R_b} \frac{dR_b}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность барьера, $S = \frac{1}{R} \frac{dR}{d\varepsilon}$ – тензочувствительность пленки [1].

Физические причины изменения сопротивления кристаллита под действием деформации те же, что и для монокристаллического кремния. Важной особенностью в поликристаллических пленках является различная кристаллографическая ориентация кристаллов. Это приводит при вычислениях общей тензочувствительности к необходимости усреднения по угловой ориентации отдельных кристаллов

$$S_k = \int S_k(\alpha, \beta, \gamma) f(\alpha, \beta, \gamma) d\alpha d\beta d\gamma \quad (4)$$

где α, β, γ – углы, описывающие кристаллографическую ориентацию кристаллитов;
 $f(\alpha, \beta, \gamma)$ – усредняющая функция, зависящая от текстуры пленки.

В простейшем случае хаотической ориентации кристаллитов $f = (4\pi^2)^{-1}$, однако структура пленки зависит от условий изготовления, и вид этой функции требует отдельного исследования.

Физические причины тензочувствительности области барьеров исследованы к настоящему времени недостаточно. Весьма распространена точка зрения, согласно которой границы зерен не дают вклада в тензочувствительность. При этом ключевым моментом является то, что при $N > 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ высота потенциального барьера равна нулю. В этом случае вся тензочувствительность обязана своим происхождением только кристаллитам:

$$S = S_k \frac{R_k}{R_k + R_b} \quad (5)$$

Действие границ зерен учитывается последним множителем.

Другие экспериментальные данные указывают на существенный вклад области границ кристаллитов. В табл. 1 приведены результаты исследований поликремниевых тензорезисторов р-типа, легированных с концентрацией $4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$.

Таблица 1

Тензочувствительность кристаллов и барьеров поликристаллической пленки

Элемент структуры	Тензочувствительность		α
	Продольная	поперечная	
Кристаллит	51,5	–12,5	$15 \cdot 10^{-4}$
Барьер	24,3	–2,3	$-5,37 \cdot 10^{-4}$

Различный вклад кристаллитов и барьеров в общую тензочувствительность делает очень важным рациональный выбор степени легирования поликремниевых пленок. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что максимальная величина абсолютной тензочувствительности достигается при концентрациях $2 \dots 4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ при легировании бором [1].

При проектировании чувствительных элементов датчиков с тензорезисторами из поликристаллического кремния важную роль играет выбор значений ТКС и температурного коэффициента тензочувствительности (ТКЧ), определяющих температурную погрешность выходного сигнала мостовой схемы, в которую объединены тензорезисторы [1, 3–5].

Из теории мостовых схем постоянного тока известно, что для компенсации температурной погрешности при питании моста постоянным током необходимо равенство ТКС и ТКЧ тензорезисторов. На рис. 1 показаны экспериментальные и аппроксимированные зависимости ТКС и ТКЧ поликремниевых пленок от концентрации легирующей примеси.

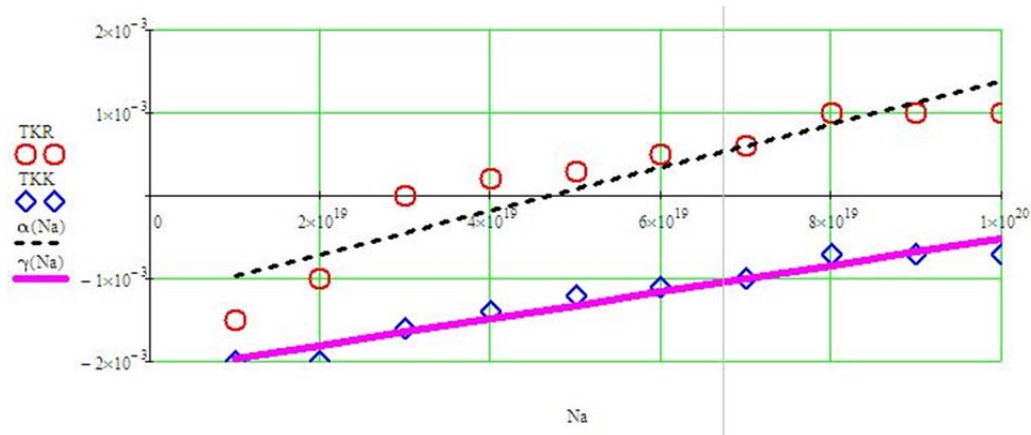


Рис. 1. Линейная аппроксимация экспериментальных значений ТКС (TKR) – пунктирная линия и ТКЧ (TKK) поликремниевых пленок – сплошная линия

Совместное решение уравнений регрессии для зависимостей ТКС и ТКЧ, представленных на рис. 1, позволяет определить значение концентрации бора, при котором ТКС и ТКЧ равны между собой; это значение составляет $7,945 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$.

Для данного значения были определены продольный и поперечный коэффициенты тензочувствительности, равные соответственно 38 и 19, и значение ТКС и ТКЧ, равное $8,458 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Было проведено моделирование выходного сигнала мостовой схемы из поликремниевых тензорезисторов со следующими параметрами: деформация тензорезисторов $\varepsilon = 5 \cdot 10^{-4}$, ток питания 1 мА, напряжение питания 5 В, диапазон рабочих температур от 20 до 270 $^\circ\text{C}$. При моделировании учтен разброс номиналов тензорезисторов $\pm 5 \%$.

На рис. 2 приведена зависимость выходного сигнала мостовой схемы при питании током и при питании напряжением

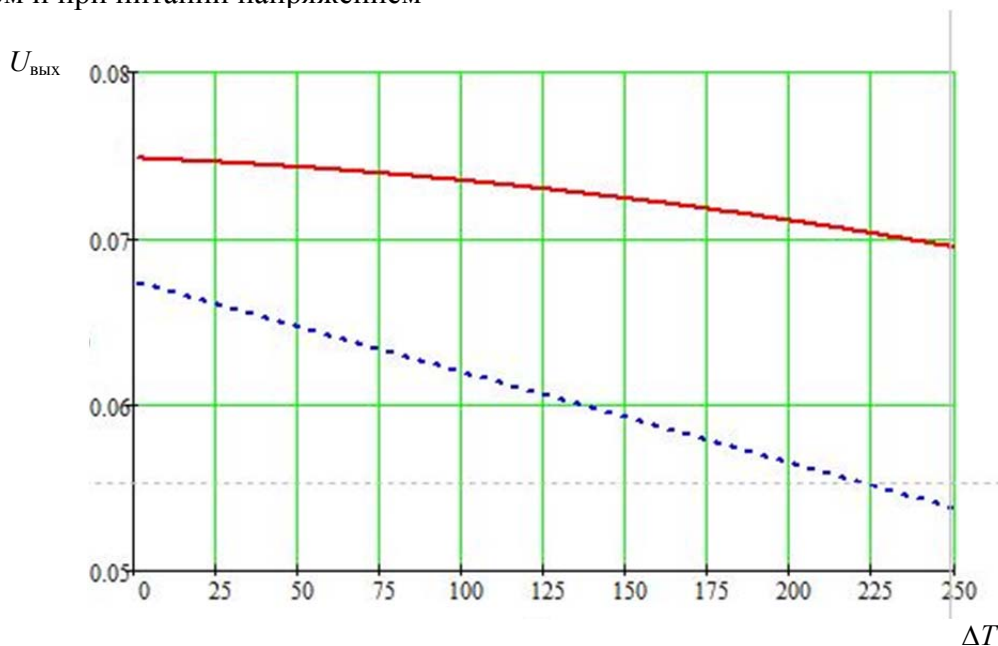


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения мостовой схемы при питании током (сплошная линия) и напряжением (пунктирная линия)

Также были проведены расчеты температурного коэффициента ухода чувствительности и температурного коэффициента ухода начального выходного сигнала по следующим формулам

Для начала был определен температурный коэффициент ухода чувствительности по следующей формуле:

$$\alpha = \frac{U_{max(T_{max})} - U_{max(T_{min})}}{U_{max(T_0)} T} 100 \%,$$

$$\alpha = \frac{0,068 - 0,076}{0,076 \cdot 250} 100\% = -4,211 \cdot 10^{-4}$$
(7)

Далее был рассчитан температурный коэффициент ухода начального выходного сигнала:

$$\beta = \frac{U_{0(T_{max})} - U_{0(T_{min})}}{U_{max(T_0)} \cdot T} 100 \%$$

$$\beta = \frac{0,065 - 0,068}{0,068 \cdot 250} 100\% = -1,765 \cdot 10^{-4}$$
(8)

Результаты моделирования показали, что питание мостовой схемы постоянным током позволяет снизить температурную погрешность выходного сигнала. Температурный коэффициент ухода начального выходного сигнала равен минус $1,765 \cdot 10^{-4} \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$, т.е. при изменении температуры на 250°C выходной сигнал снизится на $0,04 \text{ } \%$.

Библиографический список

1. Гридчин, В. А. Физика микросистем : учеб. пособие : в 2 ч. / В. А. Гридчин, В. П. Драгунов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2004. – Ч. 1. – 416 с.
2. Баринов, И. Н. Оптимизация чувствительного элемента датчика давления с поликремниевыми тензорезисторами / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2013. – № 2. – С. 1–5.
3. Волков, В. С. Исследование влияния концентрации легирующей примеси на температурную зависимость тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов / В. С. Волков, Е. А. Рыблова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 2 (20). – С. 40–47.
4. Волков, В. С. Снижение температурной зависимости начального выходного сигнала высокотемпературного полупроводникового датчика давления на структуре «поликремний – диэлектрик» / В. С. Волков // Труды международного симпозиума Надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 75–77.
5. Волков, В. С. Температурная компенсация чувствительности высокотемпературного полупроводникового датчика давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов, В. Ю. Дарвин // Труды международного симпозиума Надежность и качество. – 2012. – Т. 2. – С. 13–14.

А. В. Волков, С. А. Шиков, Р. Р. Биктякова

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА ОТЛАДОЧНОЙ ПЛАТЫ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ ПРОГРАММИРОВАНИЮ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

В статье рассматривается лабораторный стенд для обучения студентов программированию микроконтроллеров. Устройство полностью совместимо с платформой разработки Arduino IDE, а также имеется возможность подключения модулей расширения.

Arduino – торговая марка аппаратно-программных средств для построения простых систем автоматики и робототехники, ориентированная на непрофессиональных пользователей. Программная часть состоит из бесплатной программной оболочки (IDE) для написания программ, их компиляции и программирования аппаратуры. Аппаратная часть представляет собой набор смонтированных печатных плат, продающихся как официальным производителем, так и сторонними производителями. Полностью открытая архитектура системы позволяет свободно копировать или дополнять линейку продукции Arduino. Данная платформа может использоваться как для создания автономных объектов автоматики, так и подключаться к программному обеспечению на компьютере через стандартные проводные и беспроводные интерфейсы.

Использование средств диагностики или средств устранения неполадок: используя открытую архитектуру, была разработана отладочная плата, которая представлена на рис. 1 и 2. На рис. 1 представлен внешний вид печатной платы лабораторного стенда, а на рис. 2 обратная сторона печатной платы устройства. Особенностью данной платы является возможность подключения устройств, выпущенных для использования совместно с Arduino, а также возможность подключения вновь разработанных устройств. Кроме этого, данная плата содержит шесть лабораторных работ, которые активируются замыканием на плате соответствующих переключателей SW (рис. 1). Такой подход позволяет избавить студента от ошибок в монтаже при первом знакомстве с микроконтроллерами. Шесть работ, которые смонтированы на плате, позволяют студенту познакомиться с нижеперечисленными темами:

- Исследование аналогового сигнала (сигнал с микрофона и с делителя напряжения);
- Изучение работы ШИМ (на примере изменения яркости RGB светодиода, а также получения звуков с применением пьезоэлектрического излучателя (зуммера));
- Работа таймера и счётчика;
- Применение сдвигового регистра 74HC595;
- Примеры простейших датчиков (термистор для измерения температуры и фототранзистор для определения отсутствия или наличия света).

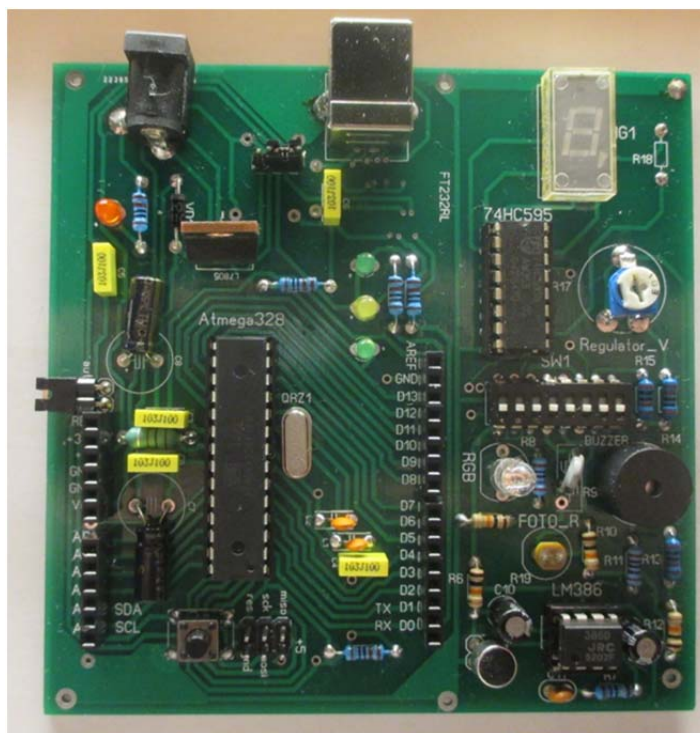


Рис. 1. Внешний вид платы стенда (вид сверху)

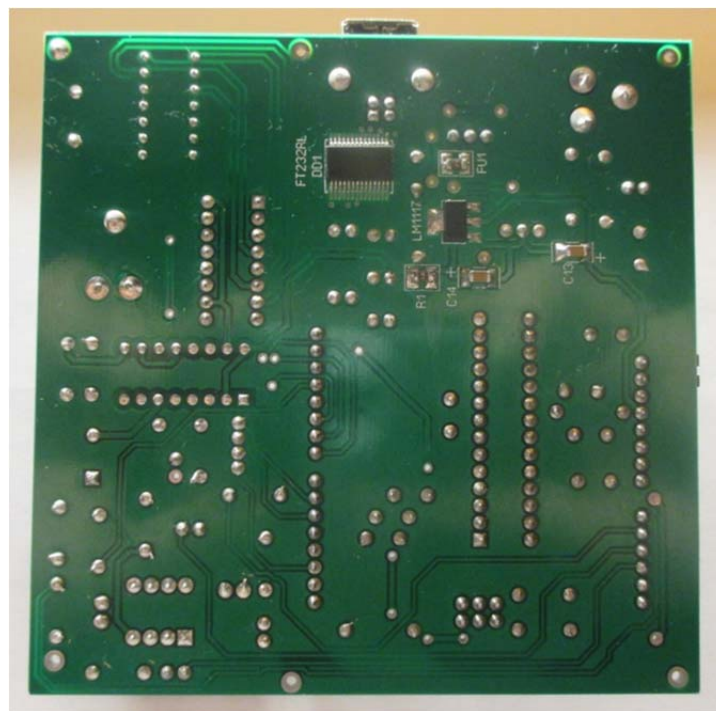


Рис. 2. Внешний вид платы стенда (вид снизу)

В качестве примера рассмотрим пример реализации программы проигрывания музыкального фрагмента по заранее заданным нотам. Данная программа будет воспроизводить музыкальную мелодию по нотам, основываясь на частоте каждой ноты. Среда Arduino IDE имеет встроенную команду с именем `tone()`, которая заставляет зуммер издавать звуки различной частоты. Зная частоты нот, можно создавать различные музыкальные мелодии. В данном примере лабораторной работы мы будем использовать ноты первой и некоторые ноты малой октавы (табл. 1).

Таблица 1

Значение частоты для нот первой и малой октавы

Нота	Частота
g	196 Hz
a	220 Hz
h	247 Hz
C	262 Hz
D	294 Hz
E	330 Hz
F	349 Hz
G	392 Hz
A	440 Hz
H	494 Hz

Помимо этого, во время проигрывания каждой ноты будет загораться соответствующий ей цвет помощью трёх светодиодов красного, зелёного и синего цветов. Соответствия цветов проигрываемым нотам указано в табл. 2.

На рис. 3 приведен пример работы программы. В `voidloop()` находится основной цикл алгоритма работы программы. Поочерёдно проверяем каждую ноту из массива и с помощью функций `tone()` и `chooseColor()` воспроизводим ноту и цвет.

Соответствия цветов проигрываемым нотам

Нота	Цвет
C	Красный
D	Оранжевый
E	Жёлтый
F	Зелёный
G	Голубой
A	Тёмно-синий
H	Фиолетовый

```

void loop()
{
    int i, duration;

    for (i = 0; i < songLength; i++) // пошаговое воспроизведение
                                    // нот из массива
    {
        duration = beats[i] * tempo; // длительность нот/пауз
                                    // в миллисекундах
        if (notes[i] == ' ')         // проверяем отсутствует ли нота
        {
            delay(duration);         // если нет, то пауза
        }
        else                         // иначе проигрываем ноту
        {
            tone(buzzerPin, frequency(notes[i]), duration);
            chooseColor(notes[i]);   // включаем светодиод
            delay(duration);         // ждём проигрывания
        }
        delay(tempo/10);             // задержка между нотами
    }
    delay(3000)                     // пауза между проигрываниями
                                    // мелодии
}

```

Рис. 3. Пример работы цикла voidloop() программы

Применение простых и наглядных примеров программирования микроконтроллеров непосредственно на данной плате избавляет студента от необходимости подключения дискретных элементов, что в значительной степени позволит на первое время обучения избавить студента от ошибок монтажа.

Библиографический список

1. Бейктал, Д. Конструируем роботов на Arduino. Первые шаги : руководство / Д. Бейктал ; пер. с англ. О. А. Трефиловой. – Москва : Лаборатория знаний, 2016. – 323 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/94205>
2. Белов, А. В. ARDUINO: от азов программирования до создания практических устройств / А. В. Белов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 480 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109415>
3. Белов, А. В. Программирование ARDUINO. Создаем практические устройства / А. В. Белов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 272 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109413>
4. Боровский, А. С. Программирование микроконтроллера Arduino в информационно-управляющих системах : учеб. пособие / А. С. Боровский, М. Ю. Шрейдер. – Оренбург : ОГУ, 2017. – 113 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/110615>
5. Гололобов, В. Н. ARDUINO для любознательных, или паровозик из Ромашково / В. Н. Гололобов. – Санкт-Петербург : Наука и Техника, 2018. – 368 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/109412>

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОИЗВОДСТВОМ

Современные сложные системы управления производственными процессами реализуются в основном с использованием инновационных информационных технологий, что приводит к быстрому росту и развитию компьютерных средств обработки данных и необходимости интеллектуального анализа получаемых экспериментальных результатов.

Задача интеллектуального анализа данных – извлечь из них значения параметров и найти закономерности на их основе [1–3].

Для более эффективного анализа процесса необходимо определить, какие параметры следует включить в план анализа, чтобы выявить факторы, оказывающие существенное влияние на процесс. В этом случае число измеряемых параметров может превышать количество измерений, что приводит к уменьшению длины малой выборки.

Одной из характеристик интеллектуального анализа данных является формулировка объективных критериев. Учитывая субъективность диагностических оценок различных специалистов, в том числе принадлежащих к одной научной школе, считаем это особенно важным.

Проблематичным становится и наличие в данных «шума», поскольку его включение приведет к ошибкам в нахождении законов развития технологического процесса.

Еще одна проблема связана с получением большого объема данных путем проведения трудоемких и длительных экспериментов. Значительная продолжительность эксперимента приводит к появлению ряда субъективных и объективных причин появления ошибок или пропуска в экспериментальных данных.

Следующий аспект анализа данных – это те же внешние проявления, обусловленные несколькими внутренними механизмами, которые на основе заданных внешних критериев приводят к существенной неоднородности классов данных.

Последняя проблема связана со структурной асимметрией классов данных, которая приводит к эффекту полиморфности в пространстве признаков.

Таким образом, при интеллектуальном анализе эмпирических данных необходимо найти в них структуру и выявить интересующие специалиста закономерности, позволяющие скорректировать производственный процесс.

Под структурой данных понимается группа схожих по параметрам объектов. Каждой из этих групп эксперт может назначить определенный технологический способ для соответствия или исправления текущего, который позволит контролировать качество результата.

Приведенные выше данные свидетельствуют о наличии определенного класса проблем, связанных с моделированием и анализом в экспериментальных данных. Обычно такого рода задачи имеют ряд общих характеристик.

Во-первых, исходными данными для анализа являются результаты экспериментов, которые отражают случайный процесс.

Во-вторых, данные имеют многомерную структуру: один из n зависимых параметров, а другой из m измеряемых параметров.

В-третьих, получаемые данные могут быть разнородными и содержать пропуски. В некоторых случаях необходимо не только решение прямой задачи, например нахождение зависимости свойств готового продукта от параметров производства, но и обратной, которая имитирует зависимость параметров процесса производства от свойств изделия [4].

Современные технологические процессы, протекающие в промышленных установках, характеризуются большим количеством технологических параметров (от десяти до нескольких тысяч), которые нужно контролировать и регулировать, чтобы обеспечить заданное качество выпускаемой продукции. Очевидно, что без автоматического контроля и регулирования этих параметров невозможно обеспечить нормальное протекание управляемого технологического процесса.

Автоматический контроль и регулирование технологических параметров в пределах установленного регламента осуществляют автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП).

Компонентами системы управления технологическим процессом могут быть отдельные системы автоматического управления и регулирования (АСУ и АТС), а также автоматизированные устройства, соединенные в единый комплекс. Примерами таких систем являются системы контроля и управления сбором данных (SCADA), распределенные системы управления (DCS) и другие более мелкие системы управления (например системы на основе программируемых логических контроллеров (PLC)).

Как правило, автоматизированная система управления процессом имеет единую систему управления оператором технологического процесса в виде одной или нескольких панелей управления, средства обработки и архивирования информации о ходе технологического процесса, типичных элементов автоматизации: датчики, устройства управления, исполнительные механизмы. Для информативной связи всех подсистем используются промышленные сети.

Категории основных требований к системе управления технологическим процессом определяются так называемой моделью FURPS + [4]:

- functionality – функциональность;
- usability – применимость;
- reliability – надежность;
- performance – производительность;
- supportability – возможность поддержки.

Математическое обеспечение должно удовлетворять требованиям функциональности и, в первую очередь, требованиям создания надлежащего автоматического программного регулирования и управления. Автоматическое регулирование технологических параметров осуществляется автоматической системой регулирования, которая в зависимости от особенностей технологического процесса может быть системой стабилизации (чаще всего), системой программного регулирования или следящей системой.

Таким образом, математическое обеспечение проектирования систем управления основано на теории автоматического управления и направлено на создание таких автоматических систем, которые бы удовлетворяли заданным показателям качества. Последние условно делятся на четыре группы: критерии точности, запаса устойчивости, быстродействия и комбинированные критерии.

Чем выше требования к качеству регулирования, тем более сложной и дорогой будет система. Поэтому при создании систем автоматического регулирования (САР) стремятся найти разумный компромисс между качеством регулирования и затратами на автоматизацию технологического процесса [5].

Библиографический список

1. 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, 2018. – P. 1163–1170.
2. Intelligent automated system of controlled synthesis of mao-coatings / P. Golubkov, E. Pecherskaya, O. Karpanin, M. Safronov, Ju. Shepeleva, A. Bibarsova // Conference of Open Innovations Association, FRUCT. – 2019. – № 24. – С. 96–103.
3. 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.
4. Волков, В. В. Управление непрерывными процессами в технических системах : учеб. пособие / В. В. Волков, И. И. Коновалова, А. Д. Семенов. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 270 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62610> (дата обращения: 07.03.2019).
5. Нестеров, А. Л. Проектирование АСУ ТП : метод. пособие / А. Л. Нестеров. – Санкт-Петербург : Изд-во ДЕАН, 2006. – Кн. 1. – 552 с.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², В. И. Пелагейкин²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ СЛУЧАЙНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВРЕМЕННОГО РЯДА

Модель случайной составляющей временного ряда представим как АРСС – модель случайной составляющей, параметры которой вычислим рекуррентным методом наименьших квадратов [1-4]. Рекуррентный метод наименьших квадратов может быть использован и для оценивания параметров моделей случайных сигналов. Будем полагать, что случайный сигнал представлен стационарным авторегрессионным процессом со скользящим средним:

$$y(k) + c_1 y(k-1) + \dots + c_p y(k-p) = v(k) + d_1 v(k-1) + \dots + d_p v(k-p). \quad (1)$$

В этом уравнении неизмеримая помеха заменена измеримым сигналом $y(k)$. Преобразуя (1), получим:

$$y(k) = \psi^m(k) \theta(k-1) + v(k), \quad (2)$$

где

$$\psi^T(k) = [-y(k-1) \dots -y(k-p) v(k-1) \dots v(k-p)], \quad (3)$$

$$\theta^T = [c_1 \dots c_p d_1 \dots d_p]. \quad (4)$$

Применение рекуррентного метода наименьших квадратов к уравнению (1) было бы возможно при известных значениях $v(k-1), \dots, v(k-p)$. В этом случае величину $v(k)$ в (2) можно было бы рассматривать как ошибку уравнения, которая, согласно определению, должна быть случайной, статистически независимой переменной. К тому моменту, когда производится очередной замер $y(k)$, величины $y(k-1), \dots, y(k-p)$ уже известны. Счи-

тая, что к этому моменту получены также оценки $v(k-1), \dots, v(k-p)$ и $\theta(k-1)$, оценку текущего входного сигнала $v(k)$ можно определить из уравнения (2):

$$v(k) = y(k) - \psi^T(k)\theta(k-1). \quad (5)$$

После этого вычисляется новая оценка:

$$\Psi^T(k+1) = [-y(k) \dots -y(k-p+1)v(k) \dots v(k-p+1)]. \quad (6)$$

Таким образом, с помощью рекуррентного алгоритма можно получить оценку вектора параметров формирующего фильтра $\theta(k+1)$, если использовать в алгоритме вместо точного вектора данных $\psi(k+1)$ его оценку $\psi(k+1)$. Затем определяются оценки $v(k+1)$ и $\theta(k+2)$ и т. д. В качестве исходных значений берутся

$$v(0) = y(0), \theta(0) = 0, P(0) = \alpha I \quad (7)$$

Если $v(k)$ – дискретный белый шум, корреляция между $v(k)$ и $\psi^T(k)$ отсутствует. При этом условия оценки параметров оказываются несмещенными и состоятельными в среднем квадратичном. Модель (1) должна быть устойчива, ввиду чего корни знаменателя $C(z)$ и числителя $D(z)$ ее передаточной функции должны располагаться внутри единичной окружности. При обработке статистических данных практический интерес представляют использование дискретных моделей случайных процессов и расчет статистических характеристик этих процессов по параметрам дискретных моделей. В этом случае оценивание корреляционной функции и спектральной плотности сводится к оцениванию коэффициентов дискретной передаточной функции и дисперсии ненаблюдаемого белого шума, то есть к идентификации параметров АРСС – модели, порождающей стационарный эргодический случайный процесс, или АРСС-процесс. Последний позволяет получать оценки спектральной плотности непосредственно по наблюдениям, минуя вычисления их статистических характеристик. Благодаря этому применение АРСС-моделей несколько потеснило методы, основанные на быстром преобразовании Фурье. Помимо них для моделирования случайных процессов можно использовать и более простые АР- и СС-модели.

Как известно, спектральная плотность процесса, полученного в результате прохождения белого шума через линейную систему, равна произведению интенсивности входного шума и квадрата модуля комплексной частотной характеристики системы. В свою очередь последняя представляет собой модуль дискретной передаточной функции системы, полученный в результате подстановки в дискретную передаточную функцию $z = e^{j\omega}$, где $j = \sqrt{-1}$.

Определим спектральную плотность АРСС-процесса, если ему соответствует дискретная передаточная функция

$$W(z) = \frac{D(z)}{C(z)} = \frac{1 + \sum_{k=1}^q d_k z^{-k}}{1 - \sum_{i=1}^p c_i z^{-i}}. \quad (8)$$

Делая подстановку $z = e^{j\omega}$ в передаточную функцию (7), получим:

$$W(e^{j\omega}) = \frac{1 + \sum_{k=1}^q d_k e^{-j\omega k}}{1 - \sum_{i=1}^p c_i e^{-j\omega i}}. \quad (9)$$

Тогда квадрат модуля комплексной частотной характеристики

$$\left| W(e^{j\omega}) \right|^2 = \frac{\left(1 + \sum_{k=1}^q d_k \cos k\omega \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^q d_k \sin k\omega \right)^2}{\left(1 - \sum_{i=1}^p c_i \cos i\omega \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^p c_i \sin i\omega \right)^2}, \quad (10)$$

следовательно, спектральная плотность АРСС-модели, описываемой передаточной функцией, равна:

$$S(\omega) = \left| W(e^{j\omega}) \right|^2 \sigma_0^2 = \sigma_0^2 \frac{\left(1 + \sum_{k=1}^q d_k \cos k\omega \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^q d_k \sin k\omega \right)^2}{\left(1 - \sum_{i=1}^p c_i \cos i\omega \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^p c_i \sin i\omega \right)^2}, \quad (11)$$

где d_k – дисперсия процесса.

Отметим, что оценивание спектральной плотности (9) сводится к оцениванию коэффициентов передаточной функции (8) и дисперсии ненаблюдаемого белого шума, то есть к идентификации АРСС-процесса. Для формирования заданной спектральной плотности $S(\omega)$ можно использовать и СС-модели. Формирующий фильтр, построенный на базе АРСС-модели, называется рекурсивным, или БИХ-фильтром (фильтр с бесконечной импульсной характеристикой). Формирующий фильтр, построенный по СС-модели, называется нерекурсивным, или КИХ-фильтром (фильтр с конечной импульсной характеристикой). Более подробно о проектировании цифровых фильтров с заданными характеристиками можно ознакомиться в [5, 6]. Еще проще вычисляются корреляционные функции АРСС-процесса. Для вычисления взаимной корреляционной функции случайного процесса, заданного АРСС-моделью, достаточно вычислить функцию веса этой модели и умножить ее на дисперсию процесса. Несколько сложнее вычисляется корреляционная функция самого случайного процесса. Для этого необходимо найти свертку от функции веса АРСС-модели, которая в дискретном варианте задается выражением

$$R_{\omega\omega}(k) = \sum_{j=\max(1, k-n+1)}^{\min(k, n)} \omega(j)\omega(k-j-1), \quad (12)$$

а затем полученные числовые значения свертки также умножить на дисперсию процесса.

С учетом вышеизложенного алгоритм построения модели случайной составляющей состоит из следующих этапов.

1. Выделение случайной составляющей из исходного временного ряда контролируемого параметра.
2. Центрирование временного ряда.
3. Задание размерности АРСС-модели.
4. Вычисление параметров АРСС-модели рекуррентным методом наименьших квадратов.
5. Анализ ошибки моделирования по ее статистическим характеристикам.

Библиографический список

1. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – 7-е изд., стереотип. – Москва : Гостехиздат, 1957. – 848 с.

2. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – 13-е изд., испр. – Москва : Наука, 1986. – 720 с.
3. Controlling the temporal instability of the dielectric parameters of ferroelectrics / E. A. Pecherskaya, V. A. Solov'ev, A. M. Metal'nikov, Y. A. Varenik, I. M. Gladkov, D. V. Ryabov // Semiconductors. – 2013. – Vol. 47, № 13. – P. 1720–1722.
4. Печерская, Е. А. Математические модели предметной области при исследовании параметров материалов нано- и микроэлектроники / Е. А. Печерская // Университетское образование : сб. ст. XV Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 50-летию полета первого космонавта Ю. А. Гагарина / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2011. – С. 436–438.
5. Ryabov, D. V. Automated method of measuring the temperature dependences of the dielectric parameters of ferroelectrics with second kind phase transition / D. V. Ryabov, E. A. Pecherskaya, J. V. Shepeleva, R. M. Pecherskaya // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Vol. 541, № 1. – P. 012012.
6. Изерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман. – Москва : Мир, 1984. – 541 с.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², А. М. Мустафина²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

АЛГОРИТМЫ СГЛАЖИВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ

Сглаживание временных рядов следует осуществлять с использованием цифровых методов. Будем полагать, что временной ряд содержит дискретный сигнал $s(k)$, искаженный помехой $n(k)$:

$$y(k) = s(k) + n(k). \quad (1)$$

Если спектры $s(k)$ и $n(k)$ лежат в разных частотных диапазонах, для выделения $s(k)$ можно применить линейные дискретные фильтры, описываемые разностными уравнениями вида

$$z(k) + a_1 z(k-1) + \dots + a_m z(k-m) = b_0 y(k) + b_1 y(k-1) + \dots + b_m y(k-m). \quad (2)$$

1) Алгоритм усреднения с бесконечной памятью

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{k} [y(k) - \hat{s}(k-1)]. \quad (3)$$

Данный алгоритм применим только в том случае, когда s - постоянная величина. С увеличением k погрешности $e(k)$, а следовательно новые измерения входят в уравнение (3) со все меньшими весами. Если же $s(k)$ представляет собой медленно меняющийся сигнал и необходимо оценивать его текущее среднее значение, то следует использовать другие алгоритмы.

2) Алгоритмы усреднения с постоянным коэффициентом коррекции

Если коэффициент коррекции k в (3) «заморозить», положив $k = k_0$, веса всех вновь поступающих измерений будут одинаковы:

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{k_0} [y(k) - \hat{s}(k-1)]. \quad (4)$$

Алгоритм (3) есть ничто иное, как низкочастотный дискретный фильтр первого порядка.

3) Алгоритм усреднения с конечной памятью (скользящее среднее)

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + \frac{1}{N}[y(k) - y(k-N)]. \quad (5)$$

4) Алгоритм усреднения с ослабевающей памятью (экспоненциальное взвешивание)

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k-1) + (1-\lambda)y(k). \quad (6)$$

Поскольку представленные алгоритмы отслеживают низкочастотные компоненты и одновременно подавляют высокочастотную составляющую измеряемого сигнала, их можно рассматривать как специальные формы дискретного низкочастотного фильтра. Амплитудные частотные характеристики этих алгоритмов показаны на рис. 1.

Алгоритм усреднения с постоянным коэффициентом коррекции имеет ту же амплитудную частотную характеристику (кривая б), что и дискретный низкочастотный фильтр с отношением постоянных времени $\frac{T_0}{T} \ln\left(-\frac{1}{a_1}\right)$. Этот фильтр не подавляет составляющих шума с частотами $\omega T_0 > \pi$, ввиду чего дисперсия оценки текущего среднего значения достаточно велика.

Амплитудная характеристика рекуррентного алгоритма с ограниченной памятью (кривая в) обращается в нуль при $\omega T_0 = k\pi$, $k=2,4,6,\dots$. Данный алгоритм, подобно интегрирующему аналого-цифровому преобразователю, полностью устраняет шумы с соответствующими частотами.

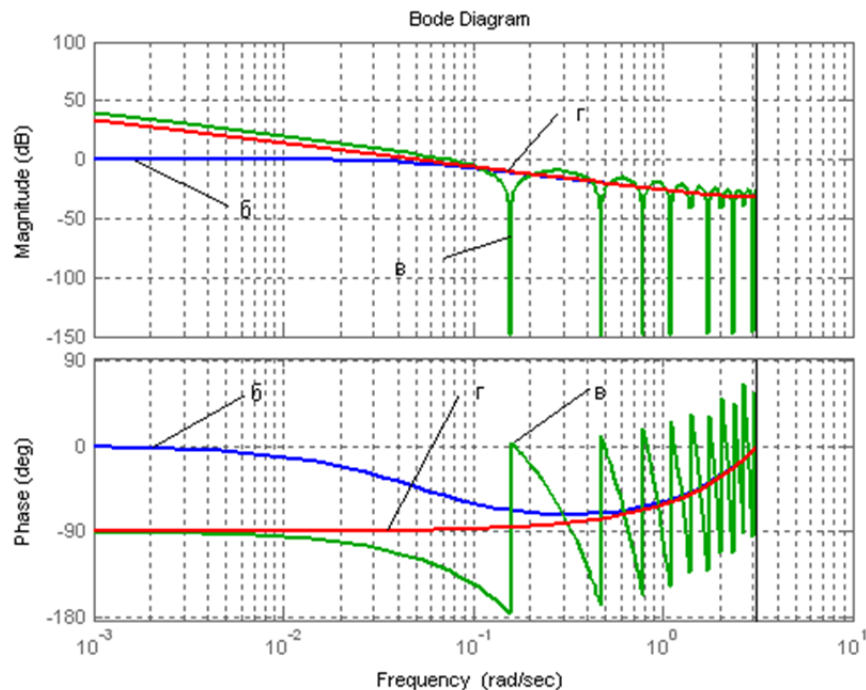
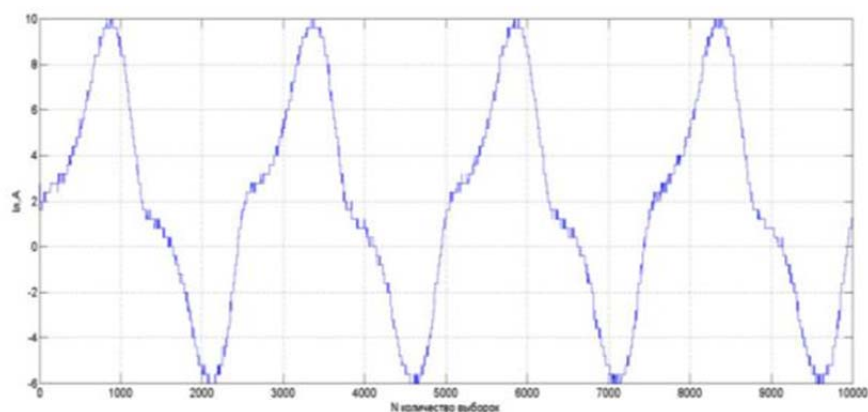


Рис. 1. ЛАЧХ и ФЧХ специальных фильтров

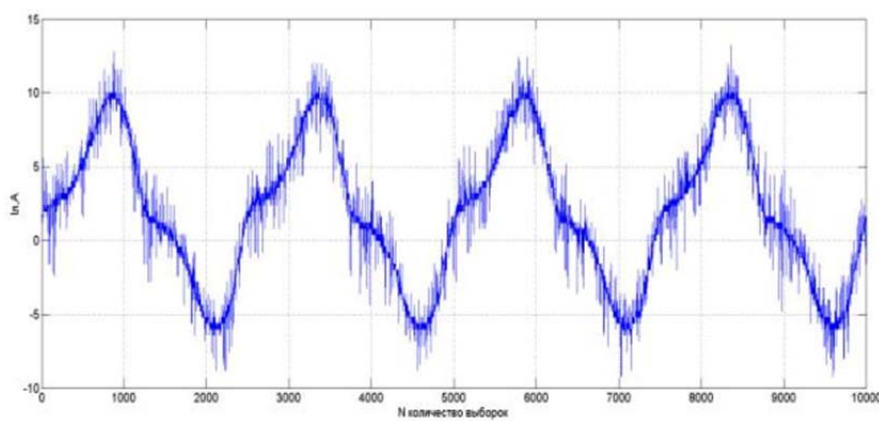
Амплитудная характеристика алгоритма с ослабевающей памятью на низких частотах в первом приближении аналогична непрерывному интегратору с коэффициентом усиления $T = \frac{T_0}{1-\lambda}$. Вблизи шенноновской частоты $\omega T_0 = \pi$ амплитудная характери-

ка алгоритма соответствует низкочастотному дискретному фильтру. Это обстоятельство позволяет рекомендовать алгоритм усреднения с ослабевающей памятью только в случаях, когда шумы с частотами $\omega T_0 > \pi$ либо отсутствуют, либо предварительно ослабляются с помощью аналоговых фильтров.

Для удаления импульсных помех эффективным средством является медианная фильтрация. На рис. 2 приведен график, полученный с помощью медианной фильтрации входного сигнала (рис. 2,а) и без фильтрации (рис. 2,б).



а)



б)

Рис. 2. График с применением медианной фильтрации – а,
без фильтрации – б

Библиографический список

1. Волков, А. В. Автоматизация системы отбраковки ламп высокого давления / А. В. Волков, А. В. Троянский // Системы проектирования, моделирования, подготовки производства и управление проектами CAD/CAM/CAE/PDM : сб. ст. XI Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Приволж. дом знаний, 2017. – С. 44–47.
2. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
3. Мальцев, Е. Г. Исследование импульсного питания разрядных ламп низкого давления / Е. Г. Мальцев, А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 2. – С. 165–168.
4. Шишов, О. В. Технические средства автоматизации и управления : учеб. пособие / О. В. Шишов. – Москва : ИНФРА-М, 2011. – 397 с.

АНАЛИЗ РАБОТЫ СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ ВЫХОДНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ЛАМП

На сегодняшний момент имеется огромное количество разнообразных систем выходного контроля параметров ламп. Каждая со своими достоинствами и особенностями. Не имеет смысла подробно рассматривать все системы, однако можно выделить существенные недостатки, присущие многим из них в настоящее время [1, 2, 4].

Во-первых, они не всегда автоматизированы. В таких системах имеется большое количество ручных операций, в том числе и операции по измерению и оценке соответствия качественных показателей ламп. Это в свою очередь приводит к утомляемости оператора, что непосредственно сказывается на количестве ламп, прошедших контроль, и качестве его осуществления.

Во-вторых, немаловажным является тот факт, что любое производство должно предполагать пути для дальнейшего улучшения технологического процесса. Поэтому совершенно очевидно, что необходим анализ текущих технологических параметров, и нужно уметь на его основе делать выводы для последующей коррекции технологического процесса.

Однако такой анализ невозможен на основе единичных измерений. Возникает необходимость формирования массива с данными о состоянии параметров технологического процесса. Для этих целей требуется внедрение системы сбора данных и архивирования. Имеются различные способы построения таких систем на различных уровнях производства.

Просто большой набор «сырых» данных сам по себе бесполезен. Необходимо синтезировать математическую модель лампы и технологического процесса. И, уже исходя из этой модели, следует вести некоторую обработку полученного массива данных. Причем эта обработка должна производиться так, чтобы по ее результатам имелась возможность влиять на качество технологического процесса в сторону его улучшения.

До настоящего времени на предприятии «Рефлекс-С» контроль напряжения на лампе осуществлялся оператором визуально – это приводило к быстрому его утомлению и появлению ошибок в работе. Накопления статистической информации о состоянии ламп не производилось, что затрудняло оценку причин появления брака и оперативность принятия решений по корректировке хода технологического процесса изготовления ламп с целью исключения брака или улучшения их параметров.

В связи с этим были поставлены задачи по автоматизации проведения испытаний ламп и оценки их годности. Автоматизированная система должна обеспечивать визуализацию хода испытаний, исходя из заранее заданных рецептов, перестраиваться с одного типа испытуемых ламп на другие, вести архивы результатов испытаний с указанием номера смены работников и конкретного оператора, передавать данные на персональный компьютер мастера участка для вывода статистической информации в графическом виде. Кроме того, в персональном компьютере с помощью специального программного обеспечения должна предусматриваться возможность сравнения модели «идеальной» лампы с моделью, построенной на основе массива измерений [3, 4, 7].

Как было сказано ранее, все чаще одной из обязательных задач современных систем управления объявляется архивирование параметров технологических процессов.

Это обуславливается теми существенными дополнительными возможностями, которые появляются у пользователей такой системы [5, 6].

1. Архив значений технологических параметров позволяет эффективно оценивать качество контроля, осуществляемого системой управления. Это достигается за счет проведения ретроспективного анализа ключевых технологических параметров, в результате которого можно делать суждение о том, в какой мере достигнута поставленная цель управления.

2. Архивирование позволяет специалистам оценивать динамику изменения технологических параметров за длительный период времени, что чрезвычайно полезно для понимания поведения процесса в различных ситуациях, с тем чтобы оптимально адаптировать его к конкретным или текущим внешним условиям.

3. Архив может содержать информацию, помогающую установить причины возникновения различных аварийных и нештатных ситуаций, а также журнал действий оператора (что поможет определить, какая именно операция диспетчера привела к отклонению от регламента и в конечном счете – к аварии) или последовательность параметров процесса (анализ изменения которых позволит выявить объективные факторы, приведшие к развитию аварии и исключить их в будущем).

4. Архив позволяет проводить учет выпущенной продукции и расход ресурсов за тот или иной промежуток времени. Это может позволить оптимизировать управленческие решения по организации производства.

На основе архивных данных возможна разработка программного обеспечения, позволяющего оценивать отклонения получаемой статистической модели лампы от математической модели, отражающей факторы ее изготовления в рамках технологического процесса. Полученные результаты в дальнейшем должны позволить вносить оперативные корректировки с целью исключения брака и получения лучших эксплуатационных параметров.

Сегодня функции архивирования могут реализовываться с помощью различных компонентов систем управления. Ранее в развитых многоуровневых системах долгое время на себя такие функции брал только промышленный компьютер, выполнявший задачи сбора данных и диспетчеризации. Для данного устройства такие задачи можно в некоторой степени всегда было считать типовыми. В дальнейшем функции архивирования все больше «спускались» по иерархической лестнице технических средств, используемых в системах управления. Сегодня уже нередко можно увидеть интеллектуальные датчики с функциями архивирования. И, конечно, возможностями выполнять такие функции производители средств автоматизации прежде всего наделяют выпускаемые ими программируемые контроллеры, которые в настоящее время являются базовыми компонентами при построении низового уровня АСУ ТП.

Современные контроллеры имеют встроенную флеш-память со специализированной файловой системой, позволяющей хранить в ней различные файлы. Это в первую очередь системные файлы, в которых содержится исполняемая контроллером программа, файлы с настройками, а также файлы, в которых протоколируются рабочие параметры технологического процесса, такие как: запуск, остановка, пропадание питания, сбой в работе периферийного оборудования. Помимо этого, в данную память контроллеров можно записывать файлы архивов, в которых будут сохранены результаты измерений, вычисленные или текущие значения, полученные во время работы системы, управляемой ПЛК. Файлы из данной памяти можно считывать, используя специальные программы, предоставляемые обычно с контроллером.

Если внутренней памяти окажется недостаточно, многие контроллеры оснащаются портами USB, что в дальнейшем позволит подключать внешние флеш-накопители, которые на сегодняшний день широко распространены и доступны, а объем их памяти может составлять гигабайты.

Подобные же возможности присущи также современным операторным панелям, которые позволяют вести внутренние архивы, хранящие состояния различных внутренних переменных и позволяющие отслеживать их изменения со временем.

Необходимо отметить, что ведущей тенденцией создания современных систем управления является построение их как распределенных – систем, состоящих из отдельных интеллектуальных подсистем, функционирующих как единое целое за счет обмена необходимой информацией по сети. В свою очередь, это привело к созданию устройств, фильтрующих циркулирующую по таким сетям информацию и занимающихся ее архивированием. Такие устройства называют соответственно архиваторами.

Примером устройства архивирования является модуль сбора данных ОВЕН МСД-200 (компания ОВЕН, Россия), применяющийся для опроса/прослушивания приборов, модулей ввода, контроллеров, работающих в сети по интерфейсу RS-485. Он производит архивирование данных, полученных с 64 точек измерения, на карту памяти SD. Каждая из точек может опрашиваться по одному из протоколов передачи данных: ОВЕН, Modbus RTU, Modbus ASCII. Устройство применяется для архивации данных теплосчетчиков, данных о ходе различного рода технологических процессов в пищевой, химической, газовой, упаковочной отраслях, при производстве строительных материалов, деревообработке, в различных сферах ЖКХ и многих других областях промышленной автоматизации.

В современных системах, в которых требуется обеспечивать операторский контроль над технологическими процессами в реальном времени, широкое распространение получили программные пакеты SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition – диспетчерское управление и сбор данных). Они предназначены для разработки или обеспечения в реальном времени систем сбора, обработки, отображения и архивирования информации об объекте мониторинга или управления. Данное программное обеспечение устанавливается на компьютеры и для связи с объектом использует драйверы ввода-вывода или OPC-серверы.

Помимо обмена данными с промышленными контроллерами и платами ввода-вывода в реальном времени, логического управления и отображения информации на экране монитора в удобной и понятной форме, SCADA-системы могут также вести базы данных с технологической информацией и обеспечивать связь с внешними приложениями (СУБД, электронные таблицы и т.д.).

Надо иметь в виду, что при построении распределенных систем управления при наличии разнообразных средств ведения архивов можно столкнуться с проектными решениями, в которых архивы рационально будет вести несколькими устройствами одновременно. Это может быть обусловлено требованиями безопасности и надежности сохранения информации, минимизации объемов передаваемой информации по отдельным сегментам сети. Наконец, на практике это может быть связано с ограничениями по применяемой элементной базе, что в свою очередь влечет принятие определенных, в том числе не всегда оптимальных, структурных решений. При этом, безусловно, возникает задача (необходимость) связать эти отдельные архивы в один, в общий взаимно обусловленный массив данных.

В большинстве случаев над полученными тем или иным образом архивными данными следует произвести некоторую математическую обработку. Как правило, это производится при помощи персонального компьютера.

В настоящее время нет необходимости писать отдельное программное обеспечение для такого рода задач, так как имеется ряд уже готовых пакетов для математической обработки, которые удовлетворяют почти всем потребностям.

В большинстве своем файлы с архивными данными представляют собой особым образом сформированные строки данных, которые прекрасно совместимы со стандартными программами для работы с таблицами (такие как MS Excel или OpenOffice). Такие

программы позволяют производить несложную математическую обработку данных посредством имеющихся в них функций. В большинстве случаев, если нет необходимости в сложных методах математической статистики, функционала такого рода программ достаточно.

Эффективное внедрение систем АСУТП достигается за счет глубокого понимания технологического процесса производства натриевых зеркальных ламп (ДНаЗ) и дуговых натриевых ламп (ДНаТ), без которого невозможно добиться качественного улучшения и повышения производительности.

Библиографический список

1. Волков, В. В. Управление непрерывными процессами в технических системах : учеб. пособие / В. В. Волков, И. И. Коновалова, А. Д. Семенов. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 270 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62610> (дата обращения: 07.03.2019).
2. Нестеров, А. Л. Проектирование АСУ ТП : метод. пособие / А. Л. Нестеров. – Санкт-Петербург : Изд-во ДЕАН, 2006. – Кн. 1. – 552 с.
3. Власов, А. И. Визуальные модели управления качеством на предприятиях электроники / А. И. Власов, А. М. Иванов // Наука и образование. – 2011. – № 11. – С. 34.
4. Баумгартен, Л. В. Анализ методов и определение конкурентноспособности организаций и продукции / Л. В. Баумгартен // Маркетинг в России и за рубежом. – 2005. – № 4. – С. 72–85.
5. Волков, А. В. Получение архивных данных в системе контроля качества натриевых ламп / А. В. Волков, А. Д. Семенов // Фундаментальные и прикладные научные исследования: актуальные вопросы, достижения и инновации : сб. ст. IX Междунар. науч.-практ. конф. : в 4 ч. – Пенза, 2018. – С. 249–252.
6. Волков, А. В. Применение математических методов для реализации алгоритмов контроля качества натриевых ламп / А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2018. – № 8. – С. 65–68.
7. Власов, А. И. Системный анализ технологических процессов производства сложных технических систем с использованием визуальных моделей / А. И. Власов // Международный научно-исследовательский журнал. – 2013. – № 10, ч. 2. – С. 17–26.

А. В. Волков, С. А. Шиков, Д. В. Селяев

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СБОРА АНАЛОГОВЫХ ДАННЫХ С ИНТЕРФЕЙСОМ USB

Системы сбора данных (ССД) применяются в научных исследованиях, на производстве, в медицине и во многих других областях. Они входят в состав измерительных комплексов, автоматизированных производственных систем, систем сбора, обработки, передачи и хранения данных (информации). Зная возможности современных ССД и вносимые ими погрешности, а также структурные, схемотехнические и конструкторско-технологические решения, вы сможете сделать квалифицированный выбор платы для вашей конкретной задачи или сформировать обоснованное техническое задание на ее разработку. Выбор ССД определяется рядом требований к скорости сбора данных, числу каналов, уровням входных напряжений, разрешающей способности и полосе частот АЦП. Немаловажным фактором является и стоимость. Платы сбора данных могут в разных комбинациях включать следующие устройства [1].

- Аналого-цифровые преобразователи

АЦП – одно из самых сложных устройств, входящих в состав ССД. Служит для преобразования непрерывных (аналоговых) сигналов в цифровую форму, воспринимаемую компьютером. Основные параметры – время преобразования, число разрядов, погрешность преобразования в конечной точке шкалы, интегральная и дифференциальная нелинейности.

- Схемы цифрового (дискретного) ввода-вывода

Позволяют вводить и выводить информацию, представленную в цифровом виде. Могут применяться для подключения датчиков, управления оборудованием, генерации тестовых сигналов, а также для связи с периферийными устройствами. Основные параметры – число цифровых линий, скорость обмена данными и нагрузочные характеристики.

- Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Применяются для моделирования аналоговых сигналов и управления некоторыми видами оборудования. Основные параметры – время установления напряжения, скорость нарастания сигнала, разрядность и диапазон изменения выходного напряжения.

- Счетчики и таймеры

Могут использоваться для запуска АЦП, генерации прерываний, подсчета внешних импульсов (событий), измерения частоты, измерения длительности цифровых сигналов и генерации прямоугольных импульсов. Основные параметры – разрядность и тактовая частота.

- Аналоговые фильтры

Предназначены для фильтрации нежелательных частотных составляющих входного аналогового сигнала и устранения частотных наложений в спектре сигнала на выходе АЦП. К таким платам относятся цифровые фильтры нижних частот (ФНЧ).

Схема, которую мы рассмотрим, объединяет микроконтроллер смешанных сигналов, мост USB-UART и новый адаптивный входной аналоговый каскад для подключения аналоговых датчиков. Схема представляет собой ни что иное, как систему сбора аналоговых данных, отличительной особенностью которой является возможность подключения аналоговых датчиков различных типов. Схема поддерживает управление и передачу данных по интерфейсу USB к устройству верхнего уровня (в нашем случае это ПК). Питание схема получает от порта USB, управление системой осуществляется с помощью простых команд с компьютера. Как для управления, так и для чтения данных можно даже использовать терминальную программу. Примененный микроконтроллер компании Silicon Laboratories C8051F350 имеет 8051-совместимое ядро, что дает возможность использовать распространенные и доступные инструменты для разработки ПО и отладки проекта [2, 4]. Отличительной особенностью микроконтроллера является наличие 24-битного сигма-дельта АЦП, усилителя с программируемым коэффициентом усиления и входного мультиплексора, позволяющего реализовать дифференциальный или несимметричный режимы. Пользователям для собственных приложений доступны два выхода ЦАП и 5 цифровых линий ввода/вывода, выведенных на разъем X2). Один цифровой выход используется для программного управления светодиодом, оставшиеся цифровые выходы используются для конфигурирования двух входных аналоговых портов и обмена по последовательному интерфейсу при помощи моста USB-UART FT232RL. Далее мы рассмотрим аналоговый каскад, который решает проблему подключения различных типов датчиков к микроконтроллеру, и его конфигурации.

Конфигурируемые аналоговые порты позволяют подключать к микроконтроллеру различные типы датчиков посредством трехконтактных разъемов, каждый из которых имеет «землю». На один из разъемов выводится питание 3.3 В, на другой – опорное напряжение, номинальное значение которого равно 2.5 В (см. функциональную схему на рис. 1). Центральные выводы двух разъемов X1 и X2 подключены к мультиплексору аналоговых входов микроконтроллера. При таком решении мы можем измерять два

несимметричных напряжения или же использовать эти разъемы для измерений дифференциального сигнала. Оба входа имеют индивидуальные подтягивающие резисторы R10, R11, R14 и R15.

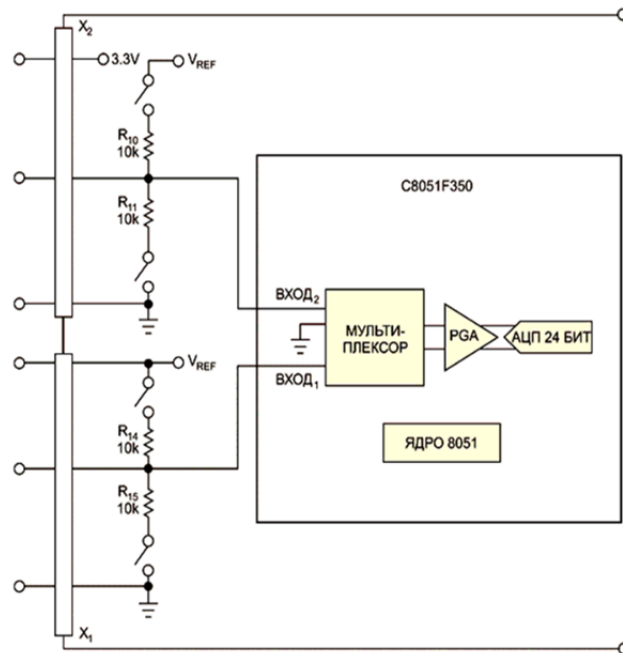


Рис. 1. Конфигурирование двух аналоговых портов, которые позволят подключать к ним множество типов датчиков

В соответствии с функциональной схемой, аналоговый порт будет иметь вид, изображенный на рис. 2. Операционный усилитель IC2 ОРА350UA играет роль буфера опорного напряжения.

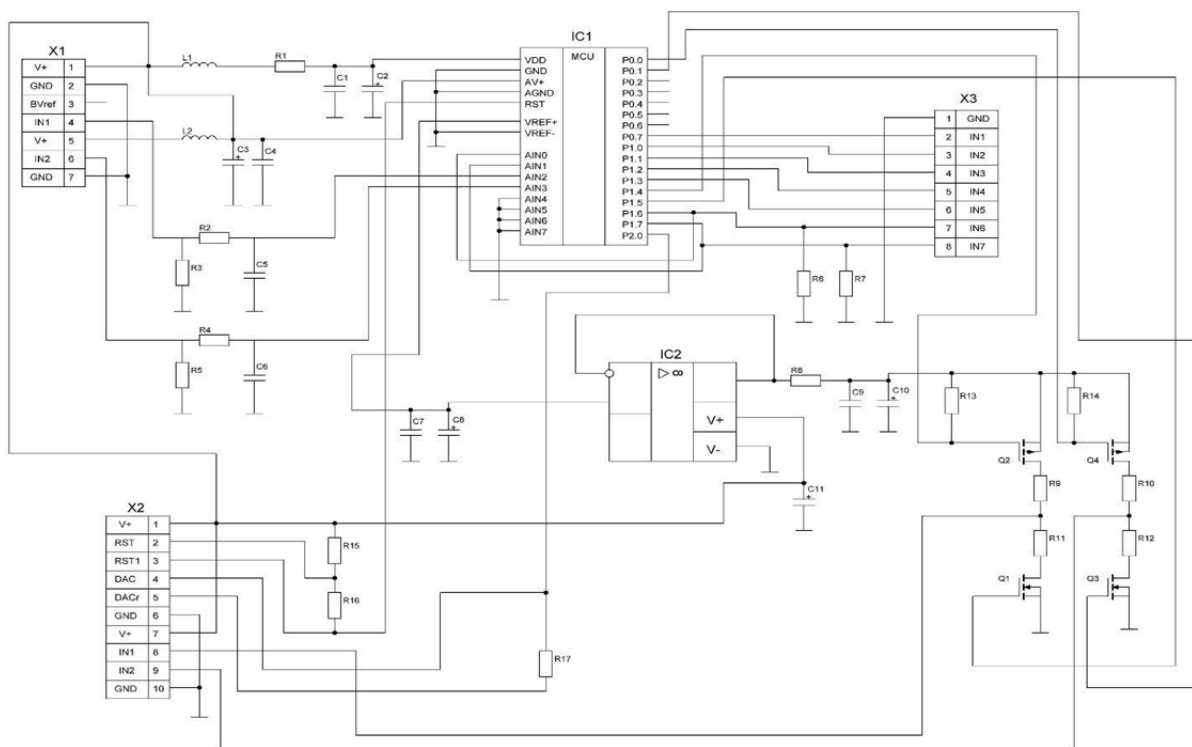


Рис. 2. Схема устройства сбора данных на базе микроконтроллера C8051F350

Такая архитектура входных аналоговых портов позволяет подключать множество типов датчиков. Например, вы сможете подключить термистор или фоторезистор между «землей» и входом, включив подтягивающий резистор, чтобы получить делитель напряжения. АЦП микроконтроллера преобразует выходное напряжение этого делителя в цифровое значение (рис. 3,а).

Такое решение также позволяет проводить измерения соотношений, т.к. АЦП и делитель напряжения используют одно опорное напряжение [3, 5]. Датчики с токовым выходом также можно подключать к аналоговому порту, аналогично тому, как подключается фотодиод – непосредственно между «землей» и входом АЦП, включив резистор, подтягивающий потенциал к «земле» (рис. 3,б).

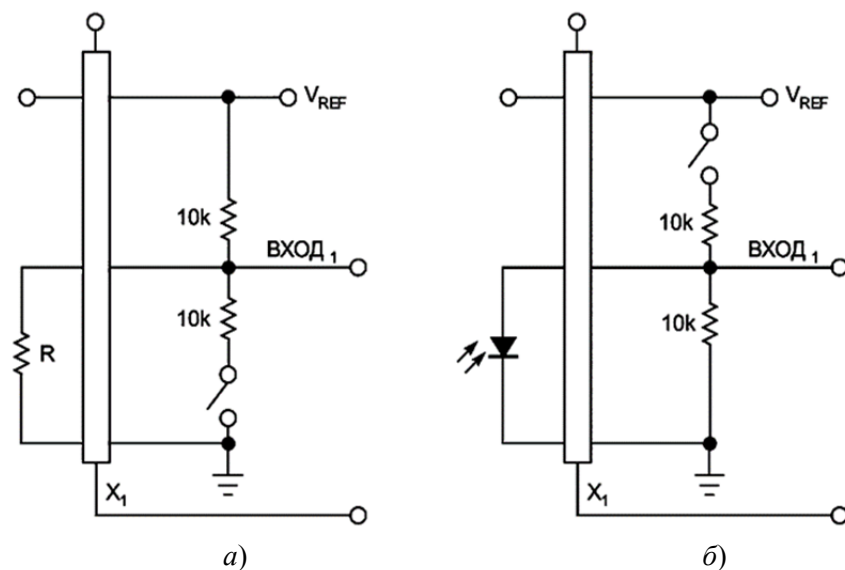


Рис. 3. Входные аналоговые порты могут быть сконфигурированы для работы с резистивными датчиками (а) и датчиками с токовым выходом (б)

АЦП с высоким разрешением и усилителем с программируемым коэффициентом усиления позволяет подключать термопары непосредственно ко входу (рис. 4). Необходимое смещение достигается включением двух подтягивающих резисторов на один канал. Также непосредственно к аналоговым портам можно подключать датчики на основе резистивных мостов, например тензодатчики и датчики давления. При подключении таковых необходимо отключить все подтягивающие резисторы, а АЦП перевести в режим дифференциальных измерений. При отключенных подтягивающих резисторах возможно также подключение к аналоговым портам потенциометров и датчиков Холла, например SS49E.

При непосредственном подключении различных датчиков к входным аналоговым портам необходимо принимать во внимание их импеданс и диапазон сигналов [6]. В некоторых случаях потребуется применение схем фильтрации и шумоподавления. Возможно, придется добавлять внешние буферные усилители или более точный источник опорного напряжения. Наличие опорного напряжения и питания 3.3 В на аналоговых портах позволяют это реализовать. Для подачи на датчики произвольных напряжений можно использовать выходы ЦАП микроконтроллера, сигналы которого выведены на разъем X2.

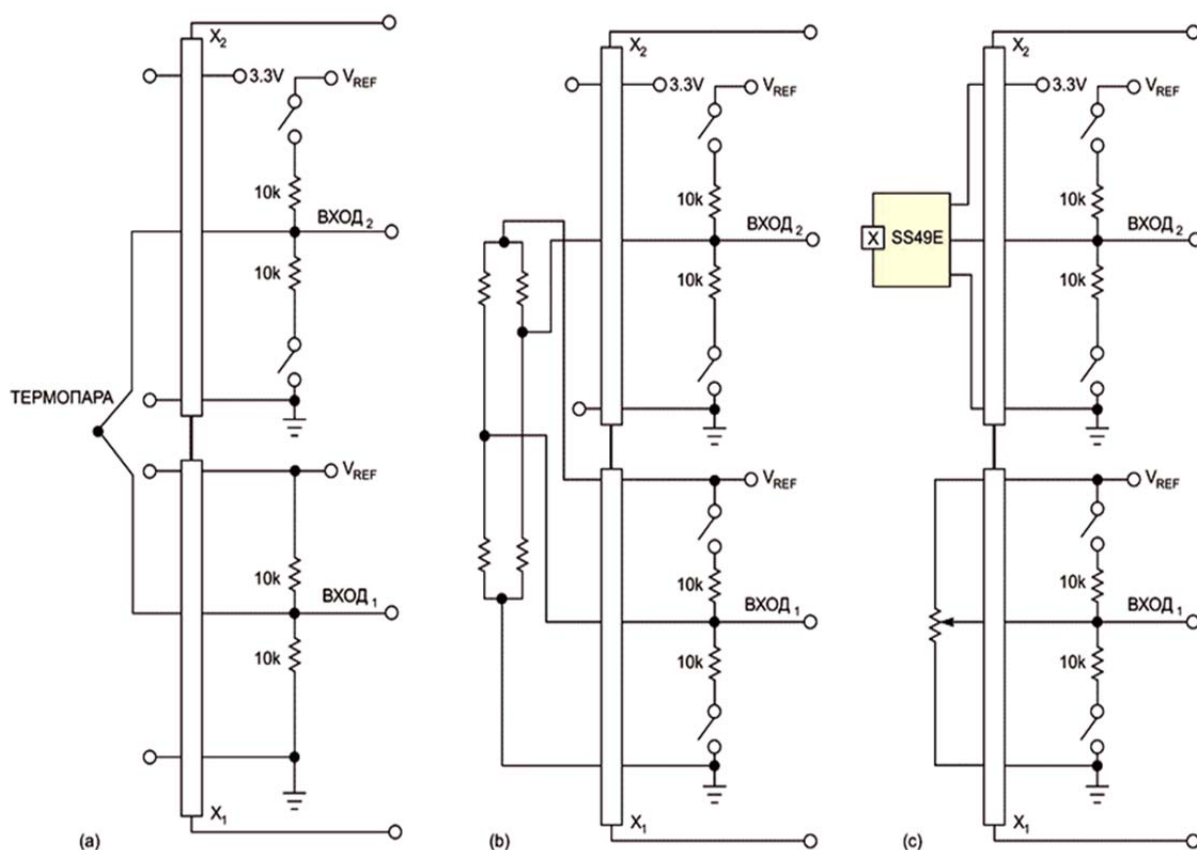


Рис. 4. Входные аналоговые порты могут быть сконфигурированы для работы с резистивными датчиками (а) и датчиками с токовым выходом (б)

Двухсторонняя печатная плата для рассмотренного адаптера выполнена достаточно компактной. На нижней стороне платы расположено несколько пассивных компонентов (рис. 5).

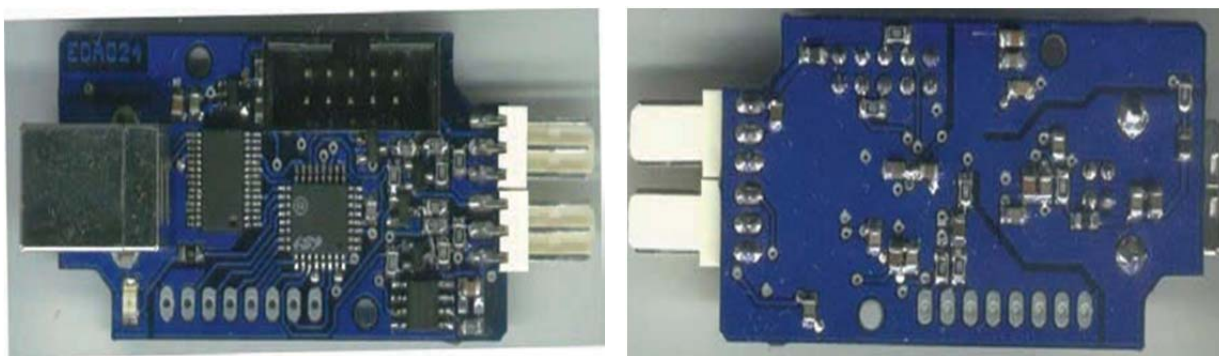


Рис. 5. Вся конструкция получается достаточно компактной – модуль размещается в корпусе 60×35 мм.

Программа микроконтроллера создана в интегрированной среде разработки Silicon Labs IDE с использованием компилятора CDCC. Программное обеспечение для ПК написано в среде LabVIEW – это среда разработки и платформа для выполнения программ, созданных на графическом языке программирования «G» фирмы National Instruments. LabVIEW используется в системах сбора и обработки данных, а также для управления техническими объектами и технологическими процессами.

Библиографический список

1. Редькин, П. П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений : справочник / П. П. Редькин. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 607 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/60979> (дата обращения: 21.12.2019).
2. Матюшин, А. О. Программирование микроконтроллеров: стратегия и тактика / А. О. Матюшин. – Москва : ДМК Пресс, 2017. – 356 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/93261> (дата обращения: 21.12.2019).
3. Попов, А. Ю. Программирование микроконтроллеров AVR : учеб.-метод. пособие / А. Ю. Попов. – Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. – 56 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/52380> (дата обращения: 21.12.2019).
4. Магда, Ю. С. Программирование и отладка C/C++ приложений для микроконтроллеров / Ю. С. Магда. – Москва : ДМК Пресс, 2012. – 168 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/4687> (дата обращения: 21.12.2019).
5. Предко, М. PIC-микроконтроллеры: архитектура и программирование : справочник / М. Предко. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 512 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/895> (дата обращения: 21.12.2019).
6. Application of a hyper-complex impedance model for indirect measurements of materials parameters of functional electronics / D. V. Artamonov, V. A. Baranov, E. A. Pecherskaya, B. V. Tsylin, A. V. Fimin, A. V. Pushkareva // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2019. – Chemal, Altay, Russia, 2019. – P. 760–764.

А. В. Волков¹, С. А. Шиков¹, Д. В. Валейко²

¹Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

²ПАО «Электровыпрямитель», г. Саранск, Россия

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ СНЯТИЯ НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПЬЮТЕРНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ

За последние годы мощность, потребляемая компьютером, возросла в несколько раз, следовательно, возросла и значимость правильности выбора блока питания (БП). Но, к сожалению, качество многих источников питания, которые широко распространены на нашем рынке, желает оставлять лучшего, хотя в большинстве случаев заявляется весьма приличная нагрузочная способность. Взглянув в прайс-лист любой компании, вряд ли удастся найти блок питания с заявленной суммарной мощностью ниже 300–350 Вт, таковы реалии сегодняшнего дня. Но на проверку лишь небольшой процент (20–30 %) тестируемых источников соответствует жестким требованиям, которые изложены в стандарте ATX12V Power Supply Design Guide Version 2.2 [1]. Кстати, это уже далеко не первая редакция самого стандарта [2]: требования изменяются соответственно запросам. Еще несколько лет назад основное потребление тока компьютером производилось по шинам +5V и +3.3V, однако этого стало недостаточно, и решено было "перепрофилировать" все изделия на шину +12V. Да и та в скором времени была "виртуально" разделена на несколько шин: как правило, их две, но в мощных блоках питания их коли-

чество может доходить до четырех. Такой шаг пришлось применить в соответствии со стандартом IEC-60950, который гласит, что мощность на разъемах, доступных пользователю, не должна превышать 480 Вт [1]. В результате получилось ограничение тока по шине +12V в 20 А. На самом деле сама шина не разделена и является единой, питание просто-напросто разводится к потребителям с помощью системы компараторов.

При тестировании блоков питания мы не будем заострять внимания на их внешности, ограничиваясь кратким описанием. В обязательном порядке проводится оценка металлического корпуса, описывается набор разъемов с указанием длины и сечения проводов. Далее происходит вскрытие корпуса, после чего изучается внутреннее строение и качество монтажа. Производится проверка основных компонентов, например, соответствие выходных диодных сборок заявленным токам.

При выборе критериев тестирования мы решили полностью положиться на действующий стандарт ATX12V Power Supply Design Guide Version 2.2 [1, 2]. Этот официальный документ развернуто описывает, какими техническими характеристиками должен обладать современный блок питания. Основным параметром любого блока питания является его нагрузочная способность, т.е. соответствие тока заявленному значению и минимальное отклонение выходного напряжения от номинала. В компьютерных блоках питания ATX все осложнено наличием сразу нескольких шин, которые "зависимы" друг от друга из-за применения группового дросселя. Среди основных силовых шин можно перечислить три: +5V, +3.3V и +12V. В совокупности они практически полностью обеспечивают заявленную мощность. Нагрузочная характеристика характеризует нагрузочную способность блока питания по этим трем шинам. По одной оси откладывается мощность, потребляемая по шине +12V, по другой – суммарная мощность шин +5V и +3.3V. Естественно, что при большой нагрузке одно или несколько напряжений могут выйти за допуски, в таком случае дальнейшее построение нагрузочных характеристик производится путем выравнивая нагрузок или (при невозможности этого) прекращается. В итоге получается фигура, которая в полной мере характеризует блок питания. В дополнение ко всему можно провести сравнение с минимально необходимой фигурой (ATX12V Power Supply Design Guide) и сделать четкий вывод о соответствии конкретного БП стандарту. Стоит учитывать, что для напряжений по шинам +5V и +3.3V определен допуск 10 %, а для шины +12V – 5 % [3, 4].

Основной задачей при построении нагрузочной характеристики является вопрос создания универсального эквивалента нагрузки, т.к. необходимо иметь возможность плавно изменять ток каждой шины с минимальным шагом дискретизации. При этом нагрузка должна рассеивать долговременную мощность в сотни (300-600) Ватт. Применение классических резистивных нагрузок здесь оказывается не уместным, требуется более "тонкое" устройство. Для решения этой задачи в нашей тестовой лаборатории был собран макет активной эквивалентной нагрузки, построенный с применением мощных полевых транзисторов [5, 6]. По сути, он представляет собой источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). Каждый транзистор способен рассеивать максимальную мощность вплоть до 350 Вт. В канале +12V установлено два транзистора IRFP064N, в остальных двух каналах установлено также по два транзистора, но другой марки (например IRF3205). Все транзисторы закреплены на мощных ребристых радиаторах, для охлаждения применяется несколько вентиляторов. Управление реализовано с помощью прецизионных операционных усилителей типа LT1636, нагрузка по каналам задается за счет подачи сигналов управления с ПК. Схема нагрузки представлена на рис. 1. В настоящее время перед нами стоит задача построения цифровой части интерфейса измерения и построения нагрузочных характеристик БП, с последующим сохранением результатов измерения в виде отчетов для последующего анализа.

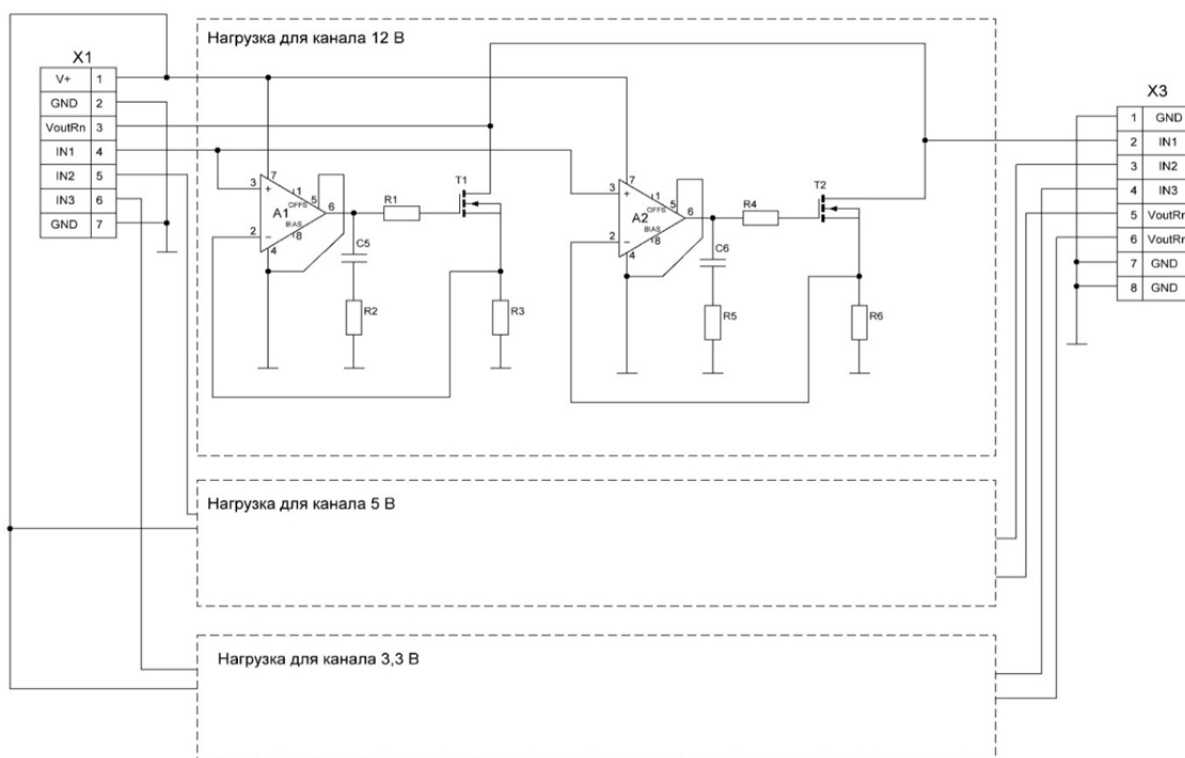


Рис. 1. Электрическая схема нагрузочных элементов

Библиографический список

1. ГОСТ Р МЭК 60950–2002. Безопасность оборудования информационных технологий. – URL: http://standartgost.ru/g/ГОСТ_Р_МЭК_60950-2002
2. ГОСТ Р 51317.3.2–2006. МЭК 61000-3-2:2005. Совместимость технических средств электромагнитная. – URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200049405>
3. Варламов, В. Р. Современные источники питания : справочник / В. Р. Варламов. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва : ДМК Пресс, 2009. – 224 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/854>
4. Мэк, Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению : руководство / Р. Мэк. – Москва : ДМК Пресс, 2010. – 272 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/60994>
5. Технические измерения : метод. указания / сост. Г. К. Парфенопуло. – Санкт-Петербург : СПбГЛТУ, 2017. – 92 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/102986>
6. Шакурский, А. В. Технические измерения и приборы. Общие вопросы технических измерений : учеб.-метод. пособие / А. В. Шакурский. – Пенза : ПензГТУ, 2011. – 104 с. – URL: <https://e.lanbook.com/book/62590>

С. Н. Ивлиев, С. А. Шиков, Е. М. Мигачева

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ПРИМЕНЕНИЕ КОЛОРИМЕТРИИ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФОТОСИНТЕЗА

В мире существует множество растений и каждое из них используют один и тот же способ преобразования энергии – фотосинтез. Фотосинтез – важнейший биологиче-

ский процесс, протекающий в природе. В ходе него происходит образование органических веществ из углекислого газа и воды под действием света. Что более важно, это дает нам возможность получения жизненно необходимого химического элемента – кислорода. Лист в процессе фотосинтеза поглощает свет. Свет, в свою очередь, имеет различную длину волн, а значит различный спектральный состав. Спектральный состав – качественная характеристика света. Биосфера получает солнечную радиацию с длинами волн примерно от 0,29 до 3 км. Более коротковолновая радиация поглощается озоном в верхних слоях атмосферы и кислородом воздуха, а граница в области длинных волн зависит от содержания в воздухе водяного пара и двуокиси углерода. Около 40–45 % излучаемой солнечной энергии приходится на область от 380 до 720 нм [1]. Для хлоропластов эффективна область излучения от 380 до 740 нм. Этот промежуток спектра называется фотосинтетической активной радиацией (ФАР). На рис. 1 представлена область видимого спектра излучения, в которой наблюдается ФАР.

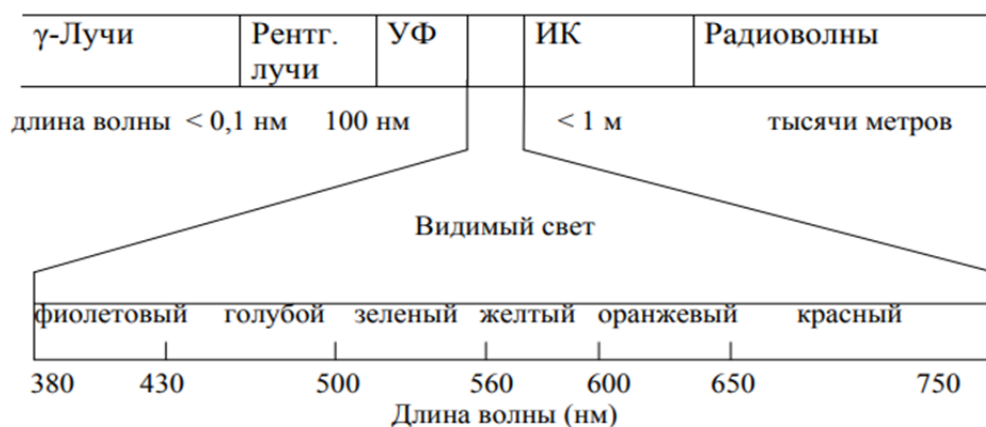


Рис. 1. Фотосинтетическая активная радиация

В последние годы при выращивании огурца и томата в теплицах все чаще применяется искусственное досвечивание (светокультура). Многие производители заинтересованы в применении светокультуры и при выращивании баклажана в теплице, особенно с использованием энергоэкономных LED-светильников. Накопленный практический опыт применения светодиодных светильников при выращивании различных культур свидетельствует, что различные растения различно реагируют на спектральный состав света. Ученые из университета в Вагенингене проводят эксперимент в рамках проекта «Экологически устойчивые системы выращивания с применением LED», направленного на подбор оптимальных спектров для различных растений [2].

В этом проекте изучается влияние света различного цвета на развитие и рост растений, их габитус и урожайность при выращивании баклажана. На основании полученной информации можно будет определить наиболее подходящий спектр света для этого растения. В спектральном составе света каждого светильника необходимо изменять долю синего, белого, красного и дальнего красного света в качестве дополнения к естественному свету. При выращивании огурца и томата замечено, что добавление некоторого количества дальнего красного света положительно влияет на проникновение света, рост растений и урожайность. Поэтому в 4 вариантах опыта предусмотрено участие дальнего красного света. В зависимости от варианта дальний красный свет занимает некоторую часть в суммарных 100 мкмоль/м²/сек или добавляется сверх того. В целом, дальний красный свет увеличивает вытягивание стебля. Для того, чтобы это частично компенсировать, в двух вариантах с дальним красным светом увеличена доля синего света, а именно 15 % вместо традиционных 5 %.

В период выращивания рассады было замечено, что дальний красный свет увеличил длину (высоту) растений, а также ускорил начало цветения. Не было отличий общей биомассы за исключением двух вариантов с дополнительным дальним красным светом, в которых общая биомасса растений была выше. Интенсивность освещения в этот период была увеличена со 100 мкмоль/м²/сек до 180 мкмоль/м²/сек. В этот период выращивания также были отмечены значительные различия габитуса растений, распределения листьев, открытости растения и цветения.

Наибольшие различия были отмечены в период уборки урожая. В период с 11 сентября по 10 октября в варианте 90 % красного, 5 % синего и 5 % зеленого света было убрано 2,7 кг/м² плодов гибрида Traseu и 2,9 кг/м² плодов гибрида Beuoncé. В варианте, где часть красного света была заменена на дальний красный, растения были ниже и период до вхождения в плодоношение короче. Это привело к значительному увеличению урожая на 41 % у гибрида Traseu и на 45 % у гибрида Beuoncé. В варианте, где дальний красный свет давался дополнительно, прибавка урожая была еще более значительна – 66 % у гибрида Traseu и 92 % у гибрида Beuoncé.

Эти результаты свидетельствуют, что применение светодиодного досвечивания очень перспективно при выращивании огурцов и томатов. На основе экспериментов установлено, что перспективным спектром для баклажана является 90 % красного, 5 % синего, 5 % зеленого и дополнительно 15 % дальнего красного света. Сейчас такое освещение установлено в опытной теплице [3].

Также на рост рассады оказывают влияние несколько факторов, и в числе первых - продолжительность светового дня и интенсивность солнечного света. Скорректировать эти показатели помогает дополнительное искусственное освещение, организованное электрическими лампами. Такое освещение способствует росту растений не только в средней полосе России и северных районах, но и на юге. Хотя, надо заметить, в последнем случае лампы используют только в зимних теплицах, когда солнечного света недостаточно. Вряд ли у кого вызовет удивление тот факт, что всем необходим свет. В большей или меньшей степени, но каждое растение развивается только солнечному свету, получаемому в достаточном количестве. Если брать для примера огурцы, выращиваемые в теплицах, то им не просто необходимо естественное освещение, но и на каждом этапе роста нужен определенный спектр. Организация освещения огурцов. При выращивании огурцов необходимо соблюдать несколько основополагающих принципов. Только в этом случае их рост будет правильным, а урожай – достаточным.

Как только появились первые всходы, следует применять дополнительное освещение: Перерыв между естественным и дополнительным освещением должен быть сокращен до минимума. Для того, чтобы такого перерыва не было вовсе, используйте лампы со световым реле, которые срабатывают на уменьшение интенсивности света.

Не рекомендуется освещать теплицу ночью. Всем растениям необходим перерыв. Температурный режим должен быть организован так, чтобы перепад между освещенным периодом и полной темнотой не превышал 5–7 градусов. За время от появления первых ростков и до образования завязи необходимо придерживаться следующего режима: В любом случае следует стараться как можно чаще использовать естественное освещение. Даже с учетом возможностей ламп и координации спектра, невозможно заменить пользу солнечного света. Только в том случае, когда обеспечено его достаточное количество, можно рассчитывать на действительно вкусный урожай. Кроме того, использование естественного освещения позволяет сократить расходы на содержание теплицы. Все растения, в зависимости от периода своего развития, реагируют на разные спектры освещения (см. табл. 1). Так, например, синий спектр участвует в вегетативный период, красный – при появлении завязей и начале цветения, инфракрасный – в период образования плодов. Желтый и зеленый спектры, наоборот практически не востребованы в период роста и плодоношения любой культуры.

Зависимость роста культуры от спектра

Рост культуры	Спектр	Длина волны (нм)
Рассада	Синий	400-600
Вегетативный период	Синий	400-600
Цветение	Красный	600-700
Появление завязей	Красны	600-700

Тем не менее, для гармоничного развития каждой культуры необходим полный спектр света, так как использование только одного не даст оптимального результата. Как уже упоминалось ранее, наиболее благоприятным для всех видов растений является солнечный свет, где скоординированы все спектральные части в определенных пропорциях.

Лампы, используемые при создании системы досвечивания, делятся на несколько типов:

- 1) газоразрядная высокого напряжения (ртутная, металлогалогенная, натриевая);
- 2) светодиодные;
- 3) ультрафиолетовые;
- 4) инфракрасные и т.д.

Оптимальный светильник для освещения теплицы должен выдавать свет в нужном спектре с достаточным показателем ФАР, при этом иметь возможность регулирования спектра в зависимости от фазы роста культур. Светодиодные фитолампы и светильники отвечают этим требованиям, они надежнее и экономнее других видов ламп.

При расчете экономичности светильников иногда используют понятие светоотдачи, или отношения световой мощности к потребляемой. Чем этот показатель выше, тем экономнее использование лампы и ниже затраты на электроэнергию.

Сравним эффективность двух видов, газоразрядных ламп и светодиодных светильников (СДС) рис. 2.

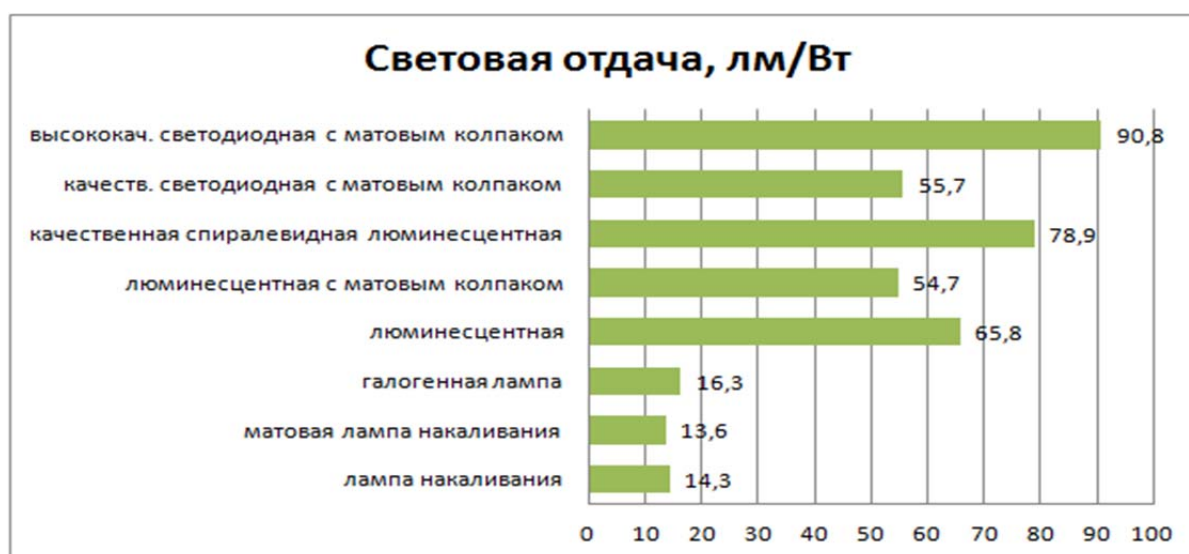


Рис. 2. Светоотдача разных типов ламп

Газоразрядные лампы всех типов обладают большой световой мощностью, хорошим коэффициентом рассеяния, но при этом их световая отдача значительно ниже, чем у светодиодов. Основная часть энергии нагревает микроклимат теплицы, этим увеличивая потери. Из-за огромного количества высвобождающейся энергии повышается риск ожогов растений. Если территория теплицы не позволяет или растение является высокорослым, то газоразрядные лампы придется заменить.

СДС имеет низкий нагрев, значит их можно размещать на любом расстоянии от растений.

Белый свет (дневной) состоит из волн различной длины, в совокупности составляющих спектр. Он ограничен длинами волн от 380 нм (фиолетовый) до 780 (красный). Растения наиболее восприимчивы к синему, оранжевому и красному диапазонам светового спектра, при воздействии волн этой длины процессы фотосинтеза происходят наиболее интенсивно.

Натриевые лампы высокого давления (НЛВД) рекомендуется применять преимущественно на поздних стадиях роста растений, так как при подсветке ими на ранних стадиях саженцы растут быстрее обычного, вытягиваются и образуют длинные стебли. Это объясняется тем, что спектр НЛВД содержит преимущественно красную составляющую, что полезно для растений в фазе плодоношения.

Светодиодные светильники выдают свет в строго определенном диапазоне. Пики излучения приходятся на 450 и 650 нм, что соответствует потребностям растений. Также светильник излучает мягкий ультрафиолет в диапазоне 320–380 нм, что повышает холодостойкость растений (рис. 3).

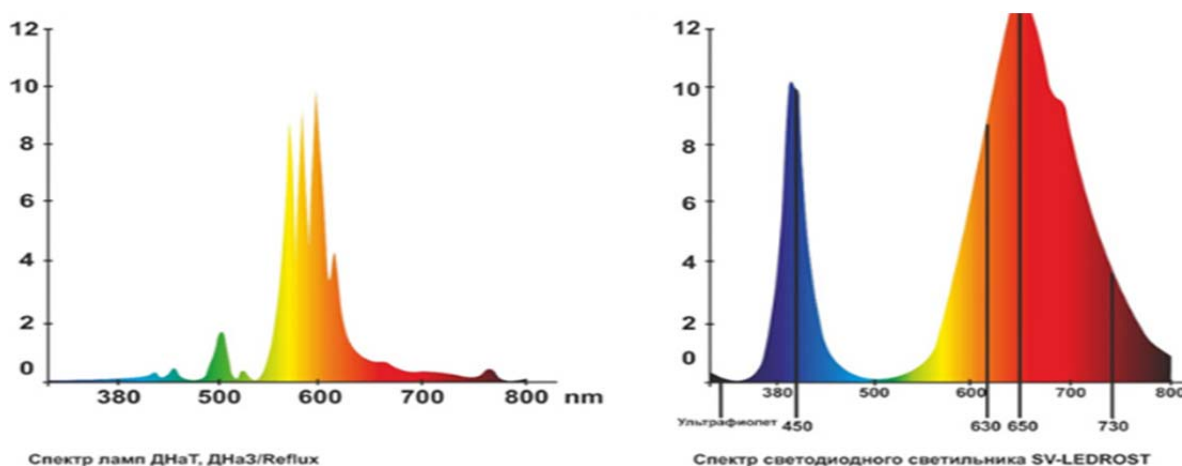


Рис. 3. Спектр светодиодного светильника в сравнении с лампами НЛВД

Существует ещё несколько причин замены НЛВД на светодиодные светильники. Например, натриевое освещение привлекает насекомых. Вредители наносят непоправимый вред растениям.

Еще немаловажная причина – это безопасность. Наполнитель таких ламп – натрий с ртутью. При повреждении лампы можно потерять большую часть урожая вследствие механического повреждения растений осколками и токсического действия ртути как таковой.

Для подключения ламп ДНАТ и ДРЛ необходима пускорегулирующая аппаратура, что удорожает их первоначальную установку. Большие тепловые потери увеличивают энергопотребление, в результате освещение теплицы газоразрядными лампами обходится довольно дорого, особенно в зимний период.

(Светодиодная тепличная фитолампа «Хамаль» 100–1000 Вт
Лампа натриевая для теплиц Sylvania SHP-TS GroLux 600W E40).

С учетом стоимости покупки самих лам и установки СДС проигрывают НЛВД, но экономия довольно существенна. Срок службы СДС намного выше, а также затраты на электроэнергию (см. табл. 2). Значит эффективность использования светодиодных светильников намного выше.

Таблица 2

Основные характеристики ламп

	НЛВД	СДС
Стоимость	3000	4700
Срок службы	28500 часов	100 000 часов
Стоимость установки	12829 тыс	19083 тыс
Мощность	0,15 кВт	0,1 кВт
Затраты за год	5571 тыс/шт	3127 тыс/шт

Светодиодные лампы и светильники для подсветки растений состоят из фитосветодиодов различного спектра, закрепленных на теплоотводящей шине из алюминия. Фитосветодиоды соединены последовательно в одну или несколько цепей и подключены к управляющему устройству – драйверу. Все эти элементы помещены в корпус с высокой степенью защиты от влаги. Лицевая часть светильника закрыта рассеивателем из оптического поликарбоната с высоким светопропусканием. Подключение светильника к сети выполняют с помощью сетевого провода без дополнительных устройств (рис. 4).

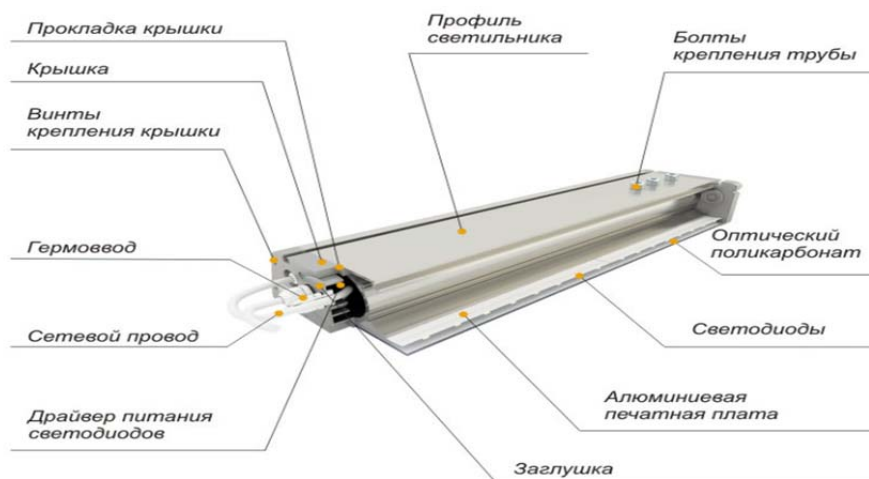


Рис. 4. Устройство светодиодного светильника

Для фитосветильников LED используют специальные светодиоды. Для создания необходимого спектра используются 2 метода:

- 1) комбинирование светодиодов разного спектра в нужном соотношении;
- 2) использование полнспектральных светодиодов для растений.

В первом случае регулирование спектра возможно с помощью отключения части светодиодов. Это удобно для выращивания растений в течение всего вегетационного периода: на стадии роста рассады соотношение красного/синего света составляет 1:1 или 2:1, с началом цветения и плодоношения синюю составляющую уменьшают, добываясь соотношения красного и синего от 3:1 до 8:1. Светодиоды с полным спектром имеют установленное соотношение, изменить его не получится.

При использовании СДС капитальные вложения оказываются на 32 % больше по сравнению с НЛВД. СДС имеют большой диапазон управления мощностью и спектром излучения, а также хорошо адаптируются к цифровым информационным технологиям,

что позволяет эффективно производить досвечивание растений с учетом естественного облучения и ценовых категорий на электроэнергию.

Высокая первоначальная стоимость светодиодного досвечивания растений, по сравнению с обычными натриевыми лампами, позволяет эффективно снизить себестоимость выращивания овощных культур в тепличных хозяйствах. При этом эксплуатационные затраты ниже, чем при обычных системах с натриевыми лампами досвечивания, на 44 %.

Библиографический список

1. Яковлев, С. М. Оптимизация расхода электроэнергии на освещение теплиц на основе светодиодных технологий / С. М. Яковлев, И. И. Каримов // Инновационному развитию агропромышленного комплекса – научное обеспечение : материалы Междунар. науч.-практ. конф. в рамках XXII Междунар. специализированной выставки Агрокомплекс-2012. – Уфа : Башкирский ГАУ, 2012. – Ч. II. – С. 20–22.
2. Долгих, П. П. Разработка и исследование конструкции тепличного облучателя с регулируемыми характеристиками / П. П. Долгих, М. Х. Сангинов, Г. Н. Хусенов // Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2017. – № 8. – URL: ebs.rgazu.ru
3. Курьянова, И. В. Оценка влияния различных спектров светодиодного светильника на рост и развитие овощных культур / И. В. Курьянова, С. И. Олонина // Вестник Нижегородского государственного инженерно-экономического университета. – 2017. – № 7 (74). – С. 35–44.
4. Степанчук, Г. В. Энергоэффективная система облучения в теплице / Г. В. Степанчук, И. В. Юдаев, А. В. Жарков // Вестник аграрной науки Дона. – 2016. – № 33. – URL: <https://readera.ru>
5. Трепуз, С. В. Светодиодные модули в растениеводстве защищенного грунта / С. В. Трепуз, П. П. Долгих, М. Х. Сангинов, Г. Н. Хусенов // Вестник Красноярского государственного аграрного университета. – 2018. – № 3 (138). – URL: ebs.rgazu.ru
6. Долгих, П. П. Современные LED-фитоизлучатели для тепличных технологий / П. П. Долгих, Г. Н. Хусенов // Эпоха науки. – 2018. – № 14. – С. 112–120.

А. Д. Семенов¹, А. В. Волков², К. А. Валынцева²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

МНОГОУРОВНЕВЫЙ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ НАТРИЕВЫХ ЛАМП ВЫСОКОГО ДАВЛЕНИЯ

Для идентификации нелинейных систем разработано довольно много подходов и методов [1]. Классические методы, основанные на использовании функциональных рядов [2], являются непараметрическими методами идентификации, поскольку не позволяют напрямую оценивать параметры нелинейной динамической модели.

Современные эвристические методы минимизации невязки расчётных и экспериментальных данных по параметрам модели [3–5] позволяют достаточно быстро получать результаты приемлемого качества, но не гарантируют нахождение однозначного решения идентификационной задачи.

Как уже отмечалось, алгоритм контроля параметров ламп основывается на анализе параметров временных рядов, генерируемых системой контроля, и заключается

в сглаживании временного ряда, построении моделей временного ряда, определении параметров этих моделей, установлении допусков (доверительных интервалов) для определяемых параметров моделей, допусковом контроле. Разработанный алгоритм контроля параметров натриевых ламп высокого давления включает в себя оперативный и долгосрочный контроль. Оперативный контроль осуществляется непосредственно на испытательном стенде по результатам измерений. Долгосрочный контроль производится по историческим трендам, полученным со станции архивирования.

Определим размерность вектора контролируемых параметров модели проводимости. Для этого на модели пространства состояний (1) случайным образом будем менять параметры этой модели и в каждом опыте будем вычислять параметры модели проводимости – выражение (2 и 3).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{L} \left[U_s - \left(\frac{1}{x_2 x_3} + R \right) x_1 \right]; \\ \frac{dx_2}{dt} = A_l U_0^2 x_2^2 \frac{\left(\frac{x_1}{U_0 x_2 x_3} \right)^2 - 1}{1 + k_1 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} - 1 \right)}; \\ \frac{dx_3}{dt} = \left[k_2 + k_3 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} \right)^{k_4} \right] \left[1 + k_1 \left(\frac{|x_1|}{U_0 x_2 x_3} - 1 \right) - x_3 \right], \end{array} \right. \quad (1)$$

где x_1 – ток лампы; x_2 – приведенная проводимость лампы, учитывающая среднее значение концентрации электронов; x_3 – безразмерная величина, учитывающая подвижность электронов; L , R – соответственно индуктивность и активное сопротивление ограничивающего дросселя; U_s , U_0 – соответственно напряжение питающей сети и номинальное напряжение на лампе; A_l – коэффициент, определяемый конструкцией лампы; $k_1 - k_4$ – электрические коэффициенты, определяемые для конкретного типа лампы.

Проводимость лампы G_m может быть определена выражением

$$G_l = \beta g_l. \quad (2)$$

G_m изменяется во времени, поскольку β и g_l являются в свою очередь переменными во времени.

Мгновенные значения силы тока и напряжения лампы можно связать по закону Ома, выразив напряжение на лампе через ток и ее проводимость:

$$U_l = \frac{i_l}{G_l}. \quad (3)$$

Полученные параметры подвергаем допусковому контролю с границами поля допуска, равного $[+\sigma -\sigma]$, где σ среднеквадратичное отклонение.

В таблице 1, приведённой в приложении, представлены порядковые номера контролируемых объектов, при которых происходил выход параметров за границы поля допуска.

Анализ данных таблицы показывает, что практически для контроля достаточно использовать один параметр, а именно напряжение на лампе.

Практика контроля по данному параметру показала недостаточную достоверность результатов контроля. С целью повышения достоверности контроля была предложена проверка статистической гипотезы – относятся ли измеряемые значения падения напряжения двух рядов ламп, установленных на испытательном стенде, к одной и той же генеральной совокупности.

Для такой проверки использовался критерий Уилкоксона. Этот непараметрический статистический критерий, используемый для оценки различий между двумя не-

большими выборками, взятыми из закона распределения, отличного от нормального, «идеально» подходит для рассматриваемой системы контроля, поскольку контролируются две выборки – каждая объёмом в 15 единиц, с законом распределения, отличным от нормального.

Таблица 1

Порядковые номера контролируемых объектов

U	I	G	k	b	sko
91	91	91	–	–	–
97	97	97	97	97	97
98	98	98	98	98	98
101	101	101	101	101	–
–	–	–	–	–	104
–	–	–	–	–	106
107	107	107	107	107	107
110	110	110	110	110	–
–	–	–	–	–	109
111	111	111	111	111	111
112	112	112	112	112	112
117	117	117	117	117	117
121	121	121	121	121	–
123	123	123	123	123	–
124	124	124	124	124	–
126	126	126	126	126	125
129	129	129	129	129	–
131	131	131	131	131	131
132	132	132	132	132	132
134	134	134	134	134	134
135	135	135	135	135	139
139	139	139	139	139	139
140	140	140	140	140	140
145	145	145	145	145	145
146	–	–	–	–	–
147	147	147	147	147	147
148	148	148	148	148	148

С целью проверки критерия были сформированы две экспериментальные выборки измеренных падений напряжений на лампе, каждая объёмом в 101047 единиц. Из выборки последовательно формировались две подвыборки, каждая объёмом в 15 единиц, что соответствует числу ламп, устанавливаемых на испытательном стенде. Осуществлялась проверка статистической гипотезы о принадлежности этих подвыборок к одной генеральной совокупности по критерию Уилкоксона. Одновременно регистрировались максимальные и минимальные значения в подвыборках.

Результаты расчётов приведены на рис. 1,а и 1,б.

Если принять, что проверяемая статистическая гипотеза принимается при значении критерия больше 0,5, а границы поля допуска равны $U_{\max} = 130 \text{ В}$, $U_{\min} = 95 \text{ В}$, то из рисунков видно, что имеют место случаи, когда допусковый контроль положителен, а тест Уилкоксона отрицателен. И наоборот – допусковый контроль отрицателен, а тест Уилкоксона положителен. Однако число таких случаев для первого варианта не превы-

шает нескольких сотен, а для второго варианта равно 6, и ими можно пренебречь с учетом общего объема выборки, превышающего 200 тысяч.

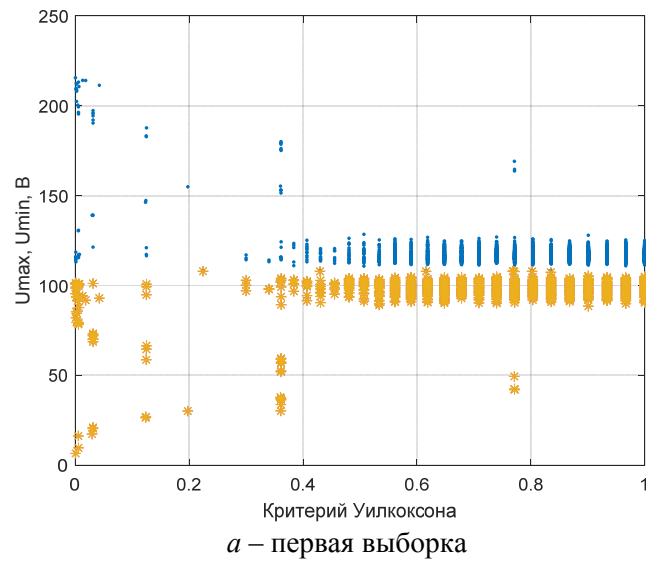
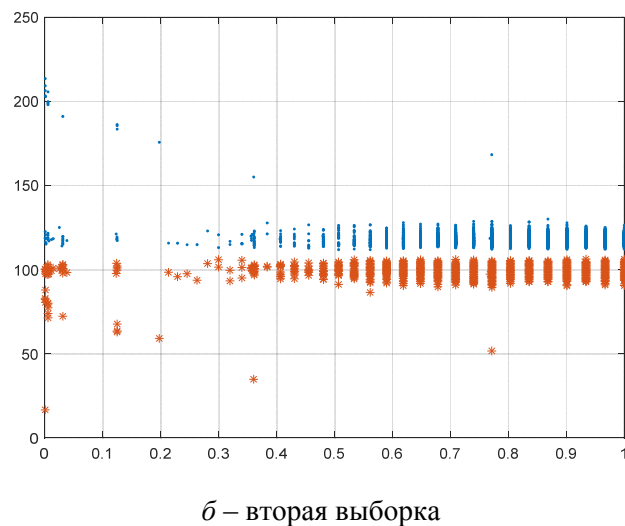


Рис. 1. Оценка эффективности критерия Уилкоксона

Аналогичную проверку проведём для модели проводимости. Результаты проверки представлены на рис. 2.

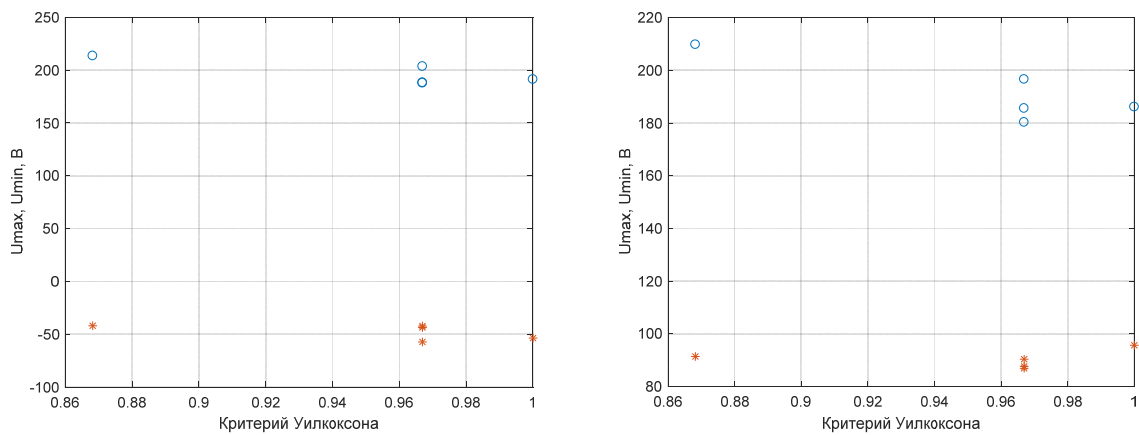


Рис. 2. Оценка эффективности критерия Уилкоксона

Как и следовало ожидать, тест Уилкоксона положителен во всех случаях, поскольку генерация данных проводилась на одной и той же модели. Если предположить, что границы поля допуска равны $U_{\max} = 163 \text{ В}$, $U_{\min} = 123 \text{ В}$, то видно, что имеют место только случаи, когда допусковый контроль отрицателен, а тест Уилкоксона положителен. Число таких случаев равно 17 при общем объеме выборки 150. Обобщая полученные результаты, можно заключить, что для повышения достоверности контроля необходимо применять многомерный многоальтернативный контроль по двум параметрам – падению напряжения на лампе и результатам теста Уилкоксона. Результаты контроля считаются положительными если положительны результаты контроля по каждому контролируемому параметру. Кроме того, тест Уилкоксона позволяет судить о стабильности технологического процесса.

Библиографический список

1. Волков, А. В. Автоматизация системы отбраковки ламп высокого давления / А. В. Волков, А. В. Троянский // Системы проектирования, моделирования, подготовки производства и управление проектами CAD/CAM/CAE/PDM : сб. ст. XI Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Приволж. дом знаний, 2017. – С. 44–47.
2. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
3. Мальцев, Е. Г. Исследование импульсного питания разрядных ламп низкого давления / Е. Г. Мальцев, А. В. Волков // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 2. – С. 165–168.
4. Печерская, Е. А. Методы исследования температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, А. В. Бобшко // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2012. – № 2 (94). – С. 77–81.
5. Шишов, О. В. Технические средства автоматизации и управления : учеб. пособие / О. В. Шишов. – Москва : ИНФРА-М, 2011. – 397 с.

**А. В. Рудин, О. М. Денисова, А. Д. Коржавина,
Ю. С. Кургачева, Е. Р. Давыдова, В. В. Рябиков**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛОТНОСТИ СЖИЖЕННЫХ УГЛЕВОДОРОДОВ МЕТОДОМ СМЕЩЕНИЯ ЦЕНТРА ТЯЖЕСТИ УРАВНОВЕШЕННОГО ПОПЛАВКОВОГО МАЯТНИКА

Одной из основных физических величин, характеризующих реологические свойства веществ, является плотность. Измерение плотности оказывает большую роль при проведении исследовательских работ в различных отраслях науки и техники, а также при осуществлении контроля протекания технологических процессов и качества продукции [1].

Значения плотности для различных материалов находятся в довольно широких диапазонах изменений. Приборы для определения плотности вещества, находящиеся как в жидком, так и твердом состоянии, носят название денсиметры, которые могут быть применены и для измерения плотности вещества в газообразном состоянии.

Основной необходимостью измерения плотности вещества, например для жидких сред, является оценка качественной характеристики жидкости, которая непосредственно определяется величиной плотности жидкости.

Такие измерения проводятся, как правило, в лабораторных условиях, с помощью различных денсиметров. Вторая причина необходимости определения плотности жидких сред заключается в расчёте ее массы. Так как при изменении температуры не происходит изменения массы жидкости, то учитывают количество жидкости не по литрам, а по массе, которая выражается в килограммах.

По Международной системе единиц измерения для определения плотности вещества служит единица, выражаемая в $[\rho] = [\text{кг} / \text{м}^3]$, однако практика допускает применение и других единиц [1].

В настоящее время сжиженные углеводороды (СУГ) находят все большее применение в разных отраслях промышленности, жилищного сектора, нефтяных производств, а также в качестве автомобильного топлива.

Сжиженный углеводородный газ (СУГ) – это углеводороды или их смеси, которые при нормальном давлении и температуре окружающего воздуха находятся в газообразном состоянии, но при увеличении давления на относительно небольшую величину без изменения температуры переходят в жидкое состояние.

Необходимость измерения плотности жидкости с высокой точностью обусловлена тем, что величина плотности СУГ изменяется почти в два раза, т.е. $\rho = (500 \div 900) \text{ кг} / \text{м}^3$ при изменении P , V , T – параметров состояния в интервале температур $t = (-50 \div +60)^\circ\text{C}$ и давлений в пределах $P = (1 \div 50) \cdot 10^5 \text{ Па}$.

Из обзора теоретических и экспериментальных работ [2, 3, 4], посвященных определению плотности сжиженных углеводородов, следует, что существующие методы измерения плотности не позволяют проводить измерения плотности сжиженных углеводородов с высокой точностью в широком интервале температур и давлений. Недостатки существующих современных методик состоят в том, что они предназначены для измерения плотности жидкостей в основном при нормальных условиях, то есть при комнатной температуре $t_k = +(18 \div 28)^\circ\text{C}$ и нормальном атмосферном давлении $P = (760 \pm 20) \text{ мм.рт.ст.}$

В связи с этим проблема определения плотности СУГ в широком интервале температур и давлений является актуальной задачей.

В данной работе предлагается оригинальный метод прецизионного измерения плотности сжиженных углеводородов в широком интервале температур и давлений посредством смещения центра тяжести уравновешенного поплавкового маятника, с погрешностью, не превышающей $\varepsilon_p = 0,5 \%$.

Принцип действия предлагаемого прибора – денсиметра основан на разбалансировке предварительно уравновешенного в вертикальной плоскости поплавкового маятника со смещенным центром тяжести. Поплавковый маятник образован тонким однородным металлическим резьбовым стержнем с заостренным нижним концом, являющийся точкой опоры маятника. К верхнему концу стержня жестко закреплен сферический (или цилиндрический) поплавок, удерживающий стержень в вертикальной плоскости за счет подъемной силы Архимеда. На резьбовой стержень навинчивается цилиндрический груз-противовес, который может изменять свое положение по всей длине резьбового стержня с помощью миниатюрного электродвигателя и тем самым изменять центр тяжести последнего.

Параметры стержня, груза и поплавок подобраны таким образом, что когда груз-противовес расположен в нижнем крайнем положении стержень-маятник, погруженный в исследуемую жидкость, с плотностью $\rho = (500 \div 900) \text{ кг} / \text{м}^3$, принимает строго вертикальное положение. При навинчивании груза-противовеса по боковой поверхности резьбового стержня, последний перемещается вверх вдоль оси стержня и изменяет центр тя-

жести маятника. При выполнении условия неравенства моментов сил Архимеда и моментов сил тяжести [5] плоскость маятника резко (скачком) отклоняется от вертикального положения, которое фиксируется регистрирующим датчиком вертикального положения маятника. Принцип действия датчика основано на взаимодействии магнитного поля дискового магнита с микро-выключателем, типа «геркон». Подсчитав число полных (или дольных) оборотов груза-противовеса до момента дисбаланса маятника можно определить положение груза-противовеса на резьбовой оси маятника и по полученной величине рассчитать плотность исследуемой жидкости при заданных P, T – условиях.

Принципиальная конструкция предлагаемого измерителя плотности СУГ представлена на рис. 1, а, б.

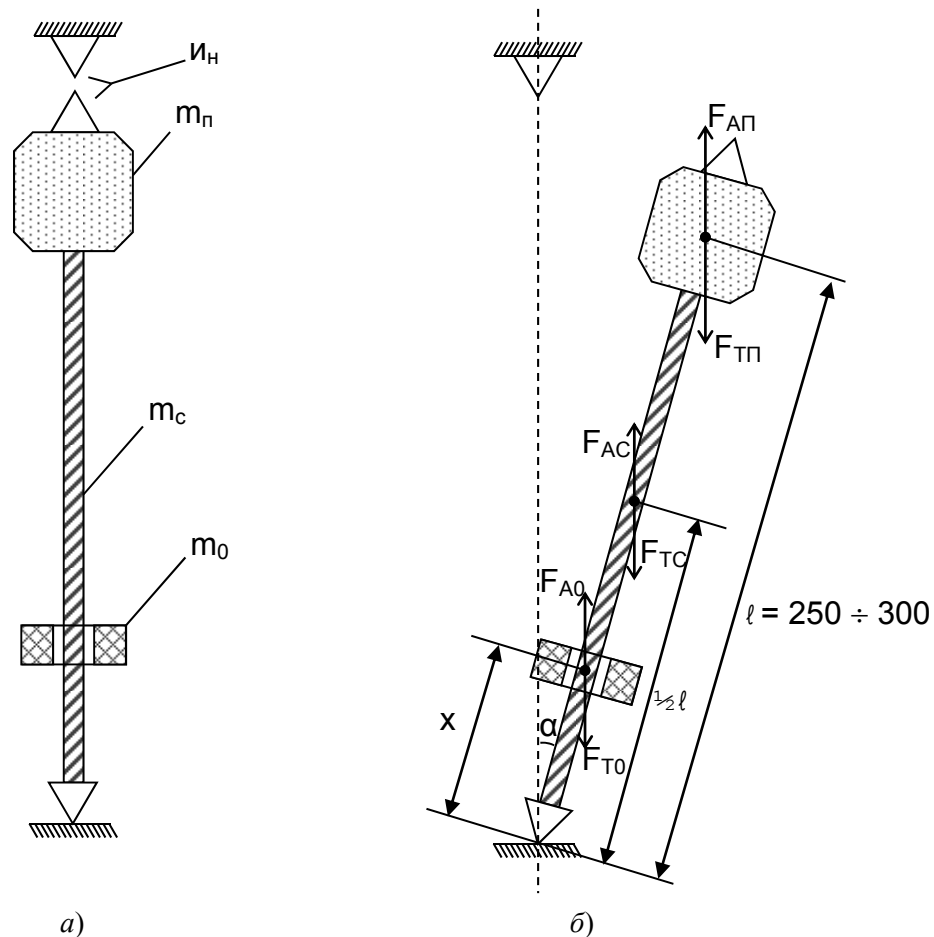


Рис. 1. Принципиальная конструкция измерителя плотности СУГ.

Условие равновесия и дисбаланса маятника определяется неравенством:

$$M_{АП} + M_{АС} + M_{АО} \leq M_{ТП} + M_{ТС} + M_{ТО}, \quad (1)$$

где $M_{АП}$, $M_{АС}$, $M_{АО}$ – моменты сил Архимеда; $M_{ТП}$, $M_{ТС}$, $M_{ТО}$ – моменты сил тяжести для поплавка, стержня и груза-противовеса, соответственно. После подстановки выражений для всех моментов сил в неравенство (1) и соответствующих преобразований, получим:

$$\rho \cdot (V_{п} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot V_{с} \cdot \ell + V_{о} \cdot x) = m_{п} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot m_{с} \cdot \ell + m_{о} \cdot x, \quad (2)$$

где: ρ – плотность исследуемой жидкости СУГ); g – ускорение свободного падения, $V_{п}$, $V_{с}$, $V_{о}$ – объем поплавка, стержня, груза; $m_{п}$, $m_{с}$, $m_{о}$ – масса поплавка, стержня, груза; ℓ – длина резьбовой стержня, x – координата груза на оси маятника.

Решая полученное уравнение (2) относительно плотности, окончательно находим выражение зависимости плотности исследуемой жидкости от величины перемещения груза-противовеса вдоль оси резьбового стержня:

$$\rho = \frac{m_{\Pi} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot m_C \cdot \ell + m_O \cdot x}{V_{\Pi} \cdot \ell + \frac{1}{2} \cdot V_C \cdot \ell + V_O \cdot x} \quad (4)$$

Подставляя примерные значения параметров маятника плотномера: $V_{\Pi} = 45 \text{ см}^3$; $V_C = 3,8 \text{ см}^3$; $V_O = 3 \text{ см}^3$; $m_{\Pi} = 20 \text{ г}$; $m_C = 32,4 \text{ г}$; $m_O = 20 \text{ г}$, $\ell = 200 \text{ мм}$; $x = 5 \div 150 \text{ мм}$, получим зависимость величины плотности измеряемой жидкости – СУГ от величины перемещения груза-противовеса вдоль свободной длины оси стержня маятника от нижнего положения равновесия до верхнего максимального положения груза. По полученным значениям построена графическая зависимость измеряемой плотности СУГ от величины перемещения груза вдоль оси стержня резьбового стержня, которая приведена на рис. 2.

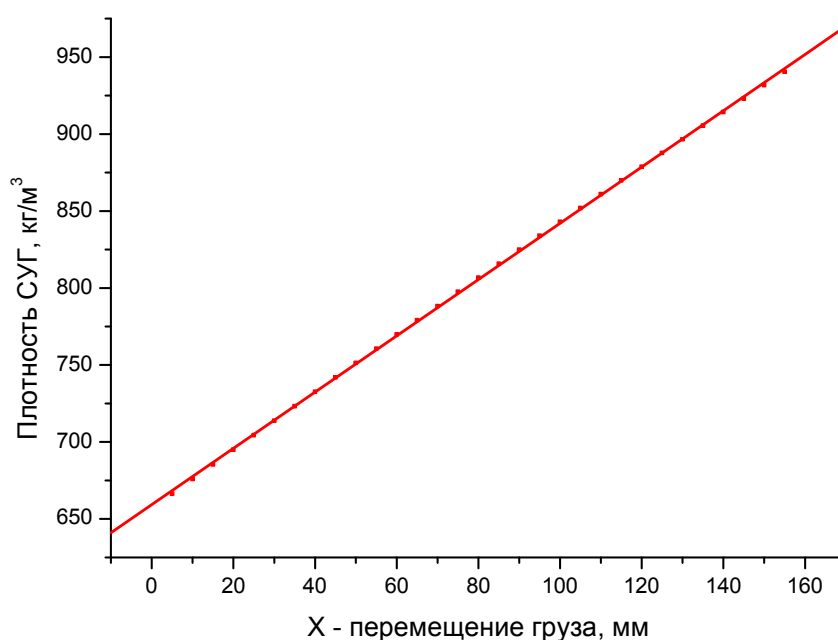


Рис. 2. Графическая зависимость измеряемой плотности СУГ от величины перемещения груза вдоль оси стержня: $x = 0 \div 160 \text{ мм}$

Как видно из приведенного рисунка 2 графическая зависимость расчетной величины плотности исследуемой жидкости – СУГ носит строго линейный характер. Среднее квадратичное отклонение измеряемой величины плотности исследуемой жидкости во всем интервале изменения плотности $\rho = (500 \div 900) \text{ кг/м}^3$ не превышает величину $\Delta\rho = 1,053 \text{ кг/м}^3$, что свидетельствует о высокой точности измерений предлагаемого метода. Предел допускаемой абсолютной погрешности измерений плотности СУГ на предлагаемом плотномере не превышает величины $\Delta\rho = \pm 1,0 \text{ кг/м}^3$.

Библиографический список

1. Гороновский, И. Т. Краткий справочник по химии / И. Т. Гороновский, Ю. П. Назаренко, Е. Ф. Некряч. – Киев : Академия наук Украинской ССР, 1962. – 660 с.

2. Жуков, Ю. П. Вибрационные плотномеры / Ю. П. Жуков. – Москва : Энергоатомиздат, 1991. – 144 с.
3. Абдуллаев, А. А. Плотномер для нефтяной и нефтехимической промышленности / А. А. Абдуллаев, Т. С. Бунятов // Приборы и системы управления. – 1976. – № 9. – С. 27–28.
4. Кивилис, С. С. Плотномеры / С. С. Кивилис. – Москва : Энергия, 1980. – 276 с.
5. Гойфман, С. Я. Весовые и поплавковые плотномеры / С. Я. Гойфман // Приборы и системы управления. – 1975. – № 12. – С. 20–24.
6. Савельев, И. В. Курс общей физики. Т. 1. Механика : учеб. пособие / И. В. Савельев. – Москва : АСТ : Астрель, 2005. – 384 с.

Д. А. Бобылёв, Л. П. Боровских

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, г. Москва, Россия

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МЕТОДОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ С МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ СХЕМОЙ ЗАМЕЩЕНИЯ

Спектр задач, требующих преобразования параметров объектов, представимых многоэлементной схемой замещения, весьма широк. Такие задачи, где требуется измерение параметров многоэлементных двухполюсников (ПМД), встречаются в самых разнообразных сферах научной деятельности и промышленного производства [1, 2]. Построение соответствующих средств измерения (СИ), достаточно универсальных, как в смысле структуры схемы замещения объекта исследования (ОИ), так и по условиям проведения эксперимента, стало возможным с появлением развитых средств вычислительной техники и относительно дешевых точных аналоговых преобразователей.

Для универсальных методов преобразования ПМД основными критериями перспективности служат помехоустойчивость и быстродействие. Это связано с тем, что по большей части условия применения таких СИ предполагают высокий уровень помех при малом уровне тестового сигнала. При этом задачу повышения помехоустойчивости нельзя рассматривать в отрыве от задачи обеспечения необходимого быстродействия, поскольку это, в сущности, двуединая задача.

Общая модель прямого преобразования ПМД [3] основана на представлении множества импульсных характеристик $x(t)$ ОИ (или их преобразований Фурье, иммитансов – $X(f)$) в виде функционального векторного пространства. Для оценки параметров вектора ОИ необходимо создать в этом векторном пространстве определенное число так называемых базовых векторов, характеризующих заданными с известной точностью параметрами, и определить процедуру сравнения векторов. Базовый вектор (функция) $h(t)$ предстает как средство, инструмент исследования, как образцовый функциональный «зонд», параметры которого известны, а скалярное произведение векторов ОИ и базового позволяет оценить степень корреляции между исследуемым и образцовым объектами.

К универсальным следует отнести такие методы преобразования ПМД, которые ориентированы на определение коэффициентов дробно-рациональной функции иммитанса независимо от схемы замещения ОИ. При этом порядок дробно-рациональной функции иммитанса, коэффициенты которой могут быть определены, должен быть достаточно высоким [3].

Для определения коэффициентов дробно-рациональной функции необходимо на основе массива значений проекций вектора ОИ на базовые векторы составить и решить систему уравнений относительно коэффициентов дробно-рациональной функции [1, 3].

Отметим, что в общем случае получается система трансцендентных уравнений. К перспективными методам можно отнести только те методы, которые позволяют уйти от указанной трансцендентности.

Здесь возможны два варианта (и соответственно две группы методов):

– система уравнений может состоять из трансцендентных уравнений, но при этом допускает достаточно простой уход от трансцендентности;

– система уравнений изначально строится как не трансцендентная путём выбора соответствующих базовых векторов.

К первой группе методов относится метод определения ПМД на основе параметрического спектрального анализа согласно процедуре Прони [4]. К серьезным недостаткам этого метода, препятствующим его широкой практической реализации, следует отнести достаточно сложный вычислительный алгоритм, что связано с необходимостью учета реальных помех [4].

Что касается второй группы методов, которые и составляют предмет нашего рассмотрения, то она более многочисленная и охватывает методы уже хорошо известные, часть из которых получила широкое практическое применение.

Базовый вектор в рассматриваемой модели прямого преобразования ПМД представляет собой свертку тестового сигнала $u(t)$ со спектром $U(f)$, воздействующего на ОИ, и опорного сигнала $g(t)$ со спектром $G(f)$, используемого в процедуре «вектор – скаляр», представляющей собой скалярное произведение опорного сигнала и отклика ОИ на тестовое воздействие (рис. 1,а).

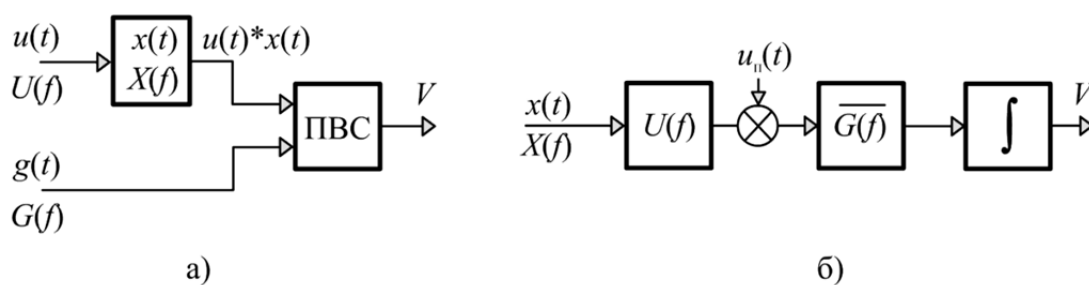


Рис. 1. Структурная (а) и функциональная (б) схемы преобразования импульсной характеристики $x(t)$ /иммитанса $X(f)$ в скаляр V

Здесь характер опорного сигнала полностью определяет помехоустойчивость той или иной реализации метода преобразования ПМД [4]. Это связано с тем, что в процедуре скалярного произведения помеха $u_n(t)$, воздействующая на ОИ, подвергается линейному преобразованию, для которого спектр опорного сигнала фактически является частотной характеристикой. В результате процедуру скалярного произведения отклика ОИ и опорного сигнала $g(t)$ можно представить как прохождение отклика через линейное звено с импульсной характеристикой $g(-t)$ [5].

Функционально процедуру преобразования импульсной характеристики ОИ удобнее представить как последовательное «прохождение» виртуального сигнала $x(t)$ через линейные звенья с импульсными характеристиками $u(t)$ и $g(t)$ или с частотными характеристиками $U(f)$ и $\overline{G(f)}$ с последующей фиксации результата (рис. 1,б).

Таким образом, все методы прямого преобразования ПМД различаются по характеру системы применяемых базовых векторов, а многообразие средств их реализации связано, прежде всего, с многообразием комбинаций тестового и опорного сигналов, свертка которых должна образовывать соответствующий базовый вектор.

Базовый вектор широкой группы методов прямого преобразования ПМД можно выразить обобщенной формулой:

$$h(t) = t^n \exp[-(\alpha + j\omega)t].$$

Учитывая, что импульсная характеристика линейного ОИ представляет собой сумму экспонент, ее скалярное произведение на данный базовый вектор, полученное на интервале, за пределами которого хотя бы один из сомножителей можно считать полностью затухающим, будет не трансцендентным.

Посредством вариации каждого из трех параметров: n , α , ω (при неизменности двух других), можно построить свою систему базовых векторов.

1. При $n = 0$, $\alpha = 0$, $h_i(t) = \exp(-j\omega t)$ получаем систему базовых векторов самого распространенного частотного или гармонического метода, где варьируется параметр ω . Коэффициенты дробно-рациональной функции иммитанса вычисляются по ее значениям в некотором числе точек частотного диапазона [7].

2. Если $\alpha = 0$, $\omega = 0$, то $h_i(t) = t^i$. Это базовые векторы широко известного метода моментов импульсной характеристики ОИ. Моменты порядка n представляют собой также и производные порядка n иммитанса ОИ в точке $\omega = 0$ [6, 8].

3. При $n = 0$, $\omega = 0$, $h_i(t) = \exp(-\alpha t)$ получаем систему базовых векторов так называемого метода экспоненциальной модуляции [9].

4. Если $\alpha = \text{const}$, $\omega = 0$, $h_i(t) = t^i \exp(-\alpha t)$, то получаем систему базовых векторов так называемого метода взвешенных моментов импульсной характеристики ОИ, которая представляет собой модификацию классического метода моментов и отличается от него наличием весовой функции $\exp(-\alpha t)$, постоянная времени которой неизменна [6].

5. И, наконец, при $n = \text{const}$, $\omega = 0$, $h_i(t) = t^n \exp(-\alpha t)$ получаем систему базовых векторов модифицированного метода экспоненциальной модуляции. Порядок степени t здесь неизменен, а варьируется только постоянная времени экспоненты [6, 9].

Помехоустойчивость перечисленных методов прямого преобразования ПМД, как в отношении периодических, так и в отношении непериодических помех, зависит от двух факторов:

- от системы базовых векторов конкретного метода,
- от способа реализации метода.

Ограничения помехоустойчивости, вызванные первым из них, не могут быть смягчены каким-либо способом реализации метода. Тот или иной способ реализации может либо приближаться к оптимуму помехоустойчивости, свойственной данному методу, либо дополнительно усугублять ситуацию.

Все перечисленные методы, за исключением частотного, характеризуются широкой полосой спектральных характеристик базовых векторов, т. е. преобразований Фурье функций $h_i(t)$. Именно поэтому возможности сузить полосу опорного сигнала с целью повышения избирательности преобразования «вектор – скаляр» здесь весьма ограничены. Можно лишь оптимально распределить «обязанности» между тестовым и опорным сигналами, чтобы обеспечить максимальную помехоустойчивость преобразователя ПМД, которая определяется характером спектра опорного сигнала. Необходимо предусмотреть широкие возможности именно для его формирования.

Изначально отсутствие цифровых вычислительных средств заставляло делать основной упор на формирование тестового сигнала, поскольку реализовать умножение отклика ОИ на сложный опорный сигнал аналоговыми средствами было весьма затруднительно, а потому приходилось довольствоваться весьма примитивными опорными сигналами: либо дельта-функцией (соответствующей мгновенному значению сигнала), либо прямоугольным импульсом (соответствующим интегрированию сигнала на интервале). При этом помехоподавление либо отсутствовало вовсе, либо присутствовало в весьма ограниченной степени.

Сегодня применение цифровой обработки сигналов в целом снимает эти ограничения. Так, например, при реализации метода моментов импульсной характеристики традиционно применялось тестовое воздействие в виде степенного импульса [8], что позволяло в неявном виде умножать импульсную характеристику ОИ на t^n и, таким

образом, в дальнейшем обойтись без явного умножения на t^n переходной характеристики ОИ, т. е. его отклика на прямоугольный импульс.

Подобные решения были связаны исключительно с ограниченными технологическими возможностями предшествующей эпохи и в настоящий момент представляются достаточно архаичными. С точки зрения помехоустойчивости они крайне неэффективны. Ведь изначально приходится сужать спектр тестового сигнала (импульс t^n – результат n -кратного интегрирования прямоугольного импульса). А затем при определении параметров отклика, содержащего помеху, приходится в том или ином виде применять процедуру n -кратного дифференцирования, т. е. существенно расширять спектр преобразования полезного сигнала с помехой.

Сегодня метод моментов может быть реализован непосредственно в цифровом виде через определение моментов переходной характеристики ОИ, путем ее предварительной дискретизации. Однако и при такой реализации метода помехоустойчивость будет определяться спектральными свойствами опорных сигналов, пропорциональных t^n , т. е. она будет ограничена свойствами самого метода, система базовых векторов которого уже давно признана далеко не самым удачным выбором [6].

Сегодня все перечисленные методы преобразования ПМД могут быть реализованы непосредственно с применением цифровой обработки сигналов через определение проекций экспоненциальной переходной характеристики ОИ на соответствующие базовые векторы. При этом в качестве частотных характеристик преобразования «вектор – скаляр» будут непосредственно выступать спектральные характеристики соответствующих базовых векторов:

- для частотного метода это будет частотная характеристика узкополосного избирательного фильтра с частотой пропускания ω_i ;
- для метода экспоненциальной модуляции – частотная характеристика фильтра нижних частот, частота среза которого будет зависеть от параметра α_i базового вектора;
- для метода взвешенных моментов – частотная характеристика фильтра нижних частот порядка n , где n – порядок момента, а частота среза будет определяться параметром α весового множителя;
- для модифицированного метода экспоненциальной модуляции – частотная характеристика фильтра нижних частот порядка n , частота среза которого будет зависеть от параметра α_i базового вектора.

Частотный метод, реализованный даже при импульсном тестовом воздействии, в плане помехоустойчивости предпочтительнее остальных, поскольку спектральные характеристики его базовых векторов носят узкополосный характер, в то время как спектральные характеристики базовых векторов остальных методов в лучшем случае соответствуют частотной характеристике фильтров нижних частот.

При этом необходимо учесть, что для реализации именно частотного метода импульсное тестовое воздействие как раз не является оптимальным. Самые широкие возможности частотного метода преобразования ПМД в плане обеспечения помехоустойчивости по-настоящему раскрываются только при использовании периодического, т. е. гармонического или полигармонического, тестового сигналов [10].

Приведенные здесь сравнительные характеристики помехоустойчивости могут быть получены за время преобразования, соизмеримое с длительностью импульсной характеристики ОИ. Существуют методы дополнительного повышения помехоустойчивости посредством обработки результатов нескольких циклов преобразования, т. е. за время, существенно большее длительности импульсной характеристики ОИ. Однако эти методы повышения помехоустойчивости применимы ко всем рассматриваемым методам преобразования ПМД, и их применение не может изменить исходное соотношение возможностей методов преобразования в плане помехоустойчивости.

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 цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова. – Москва : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
3. Бобылев, Д. А. Оценка перспективных тенденций в построении помехозащищенных преобразователей параметров объектов с многоэлементной схемой замещения / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2017. – № 6. – С. 10–16.
4. Бобылев, Д. А. Быстродействие и помехоустойчивость преобразования параметров многоэлементных двухполюсников / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2018. – № 8-9. – С. 3–9.
5. Харкевич, А. А. Борьба с помехами / А. А. Харкевич. – Москва : ЛИБРОКОМ, 2009. – 276 с.
6. Дегтяренко, П. И. Определение характеристик звеньев систем автоматического регулирования / П. И. Дегтяренко, В. И. Коноваленко. – Москва : Энергия, 1973. – 120 с.
7. Бобылев, Д. А. Универсальный преобразователь параметров многоэлементных двухполюсников / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2013. – № 12. – С. 7–12.
8. Иванов, В. И. Применение обобщенных параметров измерительной цепи для идентификации многоэлементных двухполюсников / В. И. Иванов, В. С. Титов, Д. А. Голубов // Датчики и системы. – 2010. – № 8. – С. 43–45.
9. Анисимов, Д. Н. Законы распределения оценок параметров динамических объектов при идентификации методом экспоненциальной модуляции / Д. Н. Анисимов, А. В. Хрипков // Проблемы управления. – 2007. – № 4. – С. 14–18.
10. Бобылев, Д. А. Подход к цифровой обработке сигналов в помехоустойчивых измерителях-анализаторах импеданса / Д. А. Бобылев // Измерительная техника. – 2017. – № 11. – С. 49–53.

С. Н. Швец, В. В. Мирошников

Луганский национальный университет им. Владимира Даля, г. Луганск, Украина

ФЕРРОЗОНДОВЫЙ МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КАНАЛ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СВАРНОГО ШВА ТРУБ

Дефектоскопию структурно-неоднородных материалов, каковым является сварной шов, необходимо проводить в 2-х магнитных полях одновременно: переменном и постоянном и при комбинированном намагничивании.

Применение постоянного магнитного поля позволяет проводить контроль сварных соединений на глубину 12–15 мм (толщина стенки нефте-газопроводной трубы диаметром 1020 мм / 1420 мм).

Глубинные дефекты сварного шва имеют, как правило, достаточно большие размеры, что и позволяет уверенно выявлять их в постоянном магнитном поле. В то же время поверхностные дефекты шва меньших размеров при этих условиях выявлены не будут, так как сигнал от них будет значительно меньше, чем от крупных глубинных дефектов. Поэтому, для выявления поверхностных дефектов сварного шва типа трещин с размером меньше 0,01×0,1×3,0 мм необходимо использовать подмагничивание переменным магнитным полем. При частотах переменного поля свыше 10 кГц плотность вихревых токов в поверхностных слоях сварного шва достаточно высока, что позволяет

выявлять все типы поверхностных дефектов. На таких частотах поле хорошо огибает поверхность контроля, поэтому шероховатость поверхности шва не сказывается на результате контроля.

Таким образом, необходимо иметь две магнитоизмерительные системы для работы в постоянном и переменном поле подмагничивания. Универсальным магниточувствительным элементом, способным работать в постоянном и переменном магнитном поле, является феррозонд. Построение на его основе двух магнитоизмерительных систем для дефектоскопии сварных швов не целесообразно. Это связано с удвоением числа феррозондов и соответственно с усложнением схемы обработки их выходного сигнала. Информационная надежность двухканальной системы для дефектоскопии сварного шва достаточно низкая. Это связано с рядом факторов, таких как компенсация магнитной проницаемости материала при работе в переменном поле, и при этом необходимо компенсировать постоянное поле подмагничивания в сердечнике феррозонда, чтобы он не потерял чувствительность к переменной составляющей поля. Феррозонды, работающие в постоянном магнитном поле, должны компенсироваться от двух составляющих поля: продольной и поперечной. Поэтому размещение двух блоков феррозондов на одной платформе над сварным швом не представляется возможным из-за взаимного влияния их друг на друга. Разнесенные в пространстве блоки феррозондовых преобразователей будут всегда по-разному ориентированы относительно сварного шва, что приведет к различной чувствительности по длине сварного шва.

Выходом из данного положения является создание универсальной магнитоизмерительной системы, работающей одновременно в постоянном и переменном магнитном поле с одним блоком феррозондовых преобразователей.

Создать универсальный магнитоизмерительный канал [1] на базе феррозондов и произвести его качественную настройку возможно, благодаря небольшому количеству (10-16 штук) феррозондов, необходимых для контроля сварного шва. Структурная схема магнитоизмерительного канала приведена на рис. 1. Задающий генератор (ЗГ) генерирует синусоидальное напряжение частотой 50 кГц, что дает возможность измерять переменные магнитные поля вплоть до 5 кГц. Это напряжение поступает на усилитель мощности (УМ1), нагрузкой которого является обмотка возбуждения феррозонда (Φ).

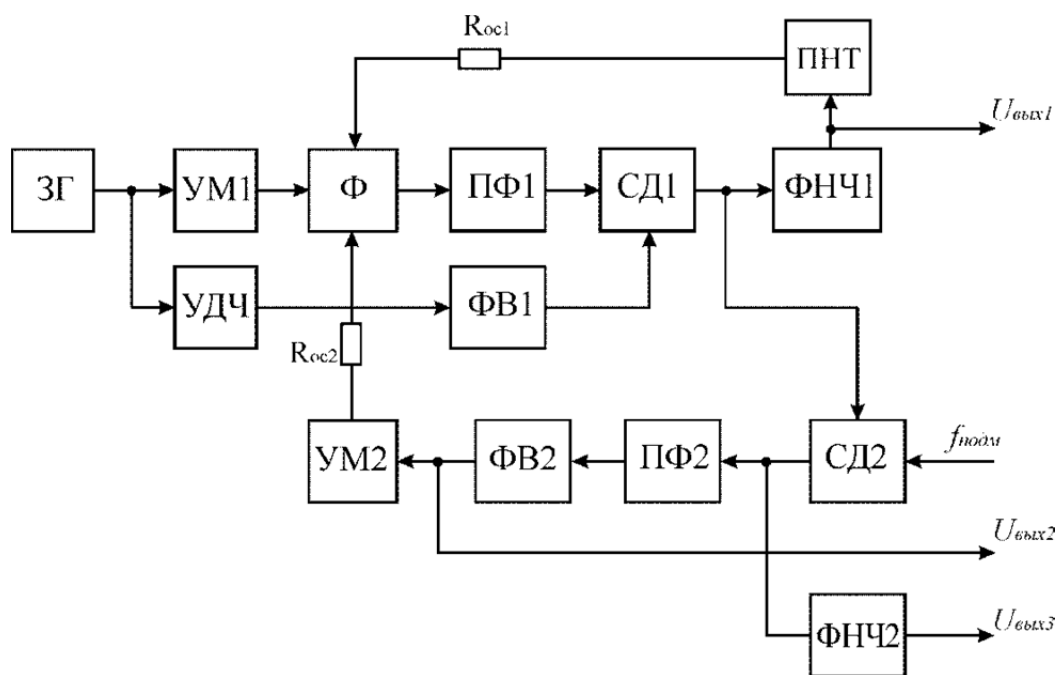


Рис. 1. Структурная схема универсального магнитоизмерительного канала

Для достижения максимальной чувствительности Φ включен по схеме полемера. При таком включении Φ для компенсации начальных магнитных полей имеет две обмотки обратной связи [2]: по постоянному и переменному магнитному полю.

Выходная обмотка Φ через полосовой фильтр (ПФ), настроенный на частоту ЗГ и обеспечивающий надежную работу канала в производственных условиях, подключена к первому синхронному детектору (СД1). На тактовый вход СД1 подается сигнал удвоенной частоты от ЗГ. Таким образом на выходе СД1 мы получили напряжение второй гармоники выходного сигнала Φ . Амплитуда этого напряжения пропорциональна величине измеряемого постоянного магнитного поля, а глубина его модуляции характеризует переменную составляющую измеряемого поля. Для достижения минимального разбаланса Φ на второй гармонике сигнал удвоенной частоты на тактовый вход СД1 подается через фазовращатель (ФВ1). С помощью этого фазовращателя осуществляется компенсация начального напряжения при непосредственном размещении феррозонда на объекте контроля. За счет изменения вносимых значений магнитной проницаемости и удельной проводимости для каждого конкретного объекта контроля изменяется параметр выходной обмотки Φ , что приводит к смещению фазы выходного сигнала на 4–12 град. За счет структурной неоднородности сварного шва по его длине, на конкретном объекте контроля изменение фазы выходного сигнала составляет ± 5 град., что не превышает начального уровня компенсации.

Выходной сигнал СД1 разделяется на два канала: один обрабатывает сигнал от постоянного, другой – от переменного магнитного поля. Для выделения сигнала от постоянного магнитного поля на выход СД1 включен активный фильтр низкой частоты (ФНЧ1). Постоянное напряжение на его выходе пропорционально постоянной составляющей измеряемого магнитного поля. Чтобы обеспечить устойчивую работу Φ на линейном участке его функции преобразования, его обмотка обратной связи по постоянному полю подключена к преобразователю напряжение-ток (ПНТ). Работой преобразователя управляет постоянное напряжение с выхода ФНЧ1. Таким образом, обмотка обратной связи по постоянному полю запитывается от источника тока, выходная величина которого изменяется в зависимости от измеряемого поля. Задаваемое начальное значение тока ПНТ позволяет вывести рабочую точку Φ на любой участок функции преобразования в зависимости от решаемой задачи.

Выделение переменной составляющей измеряемого магнитного поля осуществляется с помощью второго синхронного детектора (СД2). Для этого на его тактовый вход подается напряжение частотой поля подмагничивания. Чтобы исключить коммутационные помехи, на выходе СД2 поставлен полосовой фильтр (ПФ2), настроенный на частоту поля подмагничивания. Полученный таким образом сигнал пропорционален величине переменной составляющей измеряемого поля. Компенсация начального разбаланса по переменному полю осуществляется с помощью еще одной обмотки обратной связи. Сигнал с ПФ2 через фазовращатель (ФВ2) и усилитель мощности поступает в данную обмотку обратной связи. С помощью ФВ2 добиваемся, чтобы поле обмотки обратной связи и измеряемое переменное поле находились в противофазе. Информация о величине постоянной составляющей поля подмагничивания снимается с выхода один ($U_{\text{вых1}}$) измерительного канала, а о переменной составляющей поля подмагничивания – с выхода два ($U_{\text{вых2}}$). Если информацию по переменной составляющей поля необходимо получить в виде постоянного напряжения (аналогично $U_{\text{вых1}}$), в схеме предусмотрен еще один фильтр низкой частоты (ФНЧ2) и третий выход $U_{\text{вых3}}$.

Настройка универсального магнитоизмерительного канала проводится в два этапа. На первом этапе задается рабочая точка феррозонда и устанавливается глубина обратной связи для постоянного и переменного измеряемого поля. Второй этап настройки осуществляется при установке феррозонда на объект контроля. Он заключается в согласовании сигналов по фазе между напряжением возбуждения и выходным сигналом фер-

розонда. Эта операция не представляет особого труда и выполняется перед каждым контролем или при смене контролируемого материала.

Библіографічний список

1. Мирошников, В. В. Феррозондовый магниторегистрационный канал приборов магнитного контроля / В. В. Мирошников, А. И. Шевченко, С. Н. Шве́ц // Вісник СНУ. – 2002. – № 3 (49). – С. 142–144.
2. Пат. 68782А Україна, МПК⁷ G 01 N 27/90. Ферозондовий магнітовимірювальний канал / Мирошников В. В., Шве́ць С. М. (Україна); Східноукраїнський національний університет імені Володимира Даля.– № 2003109583 ; Заявл. 24.10.2003 ; Опубл. 16.08.2004. – 3 с.

Нгуен Куанг Тхьонг¹, А. Д. Семенов²

¹Государственный университет управления, г. Москва, Россия

²Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ПОДХОД ИНТЕРВАЛЬНОГО АНАЛИЗА К ИЗМЕРЕНИЮ И РАСПОЗНАВАНИЮ СОСТОЯНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ФУНКЦИОНИРОВАНИИ

В задачах анализа и обеспечения безопасности технических систем и объектов все больше происходит накопление объемов данных измерений о разнообразных процессах, которые содержат погрешности, удобно учитывающиеся в виде интервальных значений, где значению параметра ставятся в соответствие нижняя и верхняя граница интервала, в котором оно достоверно находится [1, 2].

Большой вклад в развитие методов интервального анализа внесли Б.С. Добронез, С.А. Калмыков, С. П. Шарый, Ю. И. Шокин, З. Х. Юлдашев и др. [3–5]. Среди зарубежных ученых, занимающимися исследованием интервальных численных методов, линейной оптимизации с неточными данными (в том числе в условиях интервальной и нечёткой неопределённости), интервальных методов в задачах глобальной оптимизации функций, являются G. Alefeld, J. Herzberger, Moore R. E., M. Fiedler, R. Hammer, R. Kearfott, E. Hansen и др. [1–2]. Применению методов и алгоритмов интервального на практике обеспечения надежности и безопасности технических систем и объектов посвящены работы Вошинин А. П., Северцев Н. А., Катулев А. Н., Палюх Б. В, Яцко А. И., Неронов В. Ф. и др [6–10].

Отрезок $[x]$ определяется множеством возможных значений неизвестной истинной величины x , т.е. как ограниченным интервалом ее неопределенности

$$[x] = [\underline{x}, \bar{x}] = \{x, \underline{x} \leq x \leq \bar{x}\}, \quad (1)$$

задаваемый нижней и верхней границами. Предполагается, что неизвестное истинное значение переменной достоверно лежит внутри интервала $[x]$ и все значения внутри интервала считаются «равновозможными», т.е. на интервале не определяется никакой вероятностной мерой.

Основные операции над интервалами [1, 2]:

– умножение интервала на скаляр:

$$a.[x] = \begin{cases} [a\underline{x}, a\bar{x}], & a \geq 0; \\ [a\bar{x}, a\underline{x}], & a < 0 \end{cases} \quad (2)$$

– Сложение интервалов:

$$[x] + [y] = [\underline{x} + \underline{y}, \bar{x} + \bar{y}] \quad (3)$$

– Разность интервалов:

$$[x] - [y] = [\underline{x} - \bar{y}, \bar{x} - \underline{y}] \quad (4)$$

– Произведение интервалов:

$$[x] \times [y] = [\min(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y}), \max(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y})] \quad (5)$$

– Деление интервалов:

$$\frac{[x]}{[y]} = [x] \cdot \left[\frac{1}{\underline{y}}, \frac{1}{\bar{y}} \right], 0 \notin [\underline{y}, \bar{y}] \quad (6)$$

При операции с функциями в интервальном анализе естественное интервальное расширение определяется в виде:

$$f_n([x]) = [\min(f(x) | x \in [x]), \max(f(x) | x \in [x])] \quad (7)$$

Центрированное расширение определяется в виде:

$$f_{mv}([x]) = f(\text{mid}[x]) + f_n([x])([x] - \text{mid}[x]), \quad (8)$$

где $\text{mid}[x] = \frac{\underline{x} + \bar{x}}{2}$ – середина интервала.

Базовый принцип интервального анализа формулируется в форме: интервал неопределенности результата есть множество всех его возможных значений, получаемых при варьировании переменных и параметров задачи в границах известных интервалов. В частности, если дана функция (или функционал) $[y] = f([x])$ интервального векторного аргумента $[x] = ([x_1], \dots, [x_i], \dots, [x_n])$, то границы $\underline{y}, \bar{y}$ интервала неопределенности значения функции определяются как решение двух задач на экстремум:

$$\underline{y} = \min_{x \in [X]} f(x), \quad \bar{y} = \max_{x \in [X]} f(x). \quad (9)$$

Методы интервального анализа, описанные в [1–5], позволяют проводить различное интервальное оценивание областей значений вещественных функций; использовать интервальную оценку области значений функции и её первой производной для вычисления нулей функции; задавать и производить действия над интервальными векторами и матрицами; создавать системы линейных уравнений вида $A \cdot x = b$, в которых элементы A и b могут изменяться в пределах заданных границ; решать такие слабо нелинейные задачи, как задачи нахождения собственных чисел, обобщённых собственных чисел и сингулярных чисел; реализовывать интервальные методы проверки существования и оценивания решения задачи Коши для обыкновенных дифференциальных уравнений; решать некоторые классы дифференциальных уравнений в частных производных 2-го порядка.

Для сложных технических систем и объектов большое количество их показателей задано в виде диапазонов изменения их величин, т.е. интервалов значений (диапазоны рабочих частот, значений входных и выходных параметров, внутренних параметров системы и изменений параметров внешней среды и др.). Для идентификации и распознавания технических состояний таких систем и объектов приемлемо использовать методы интервального анализа.

Для технических систем и объектов определено: $S = \{S_v, v = \overline{1, N}\}$ – множество возможных состояний, $K_i(S_v) = [\underline{K}_i(S_v), \overline{K}_i(S_v)]$, $i = \overline{1, r}$ – частные критерии оптимально-

сти, заданные в интервальном виде, характеризующие каждое отдельное состояние системы и объекта S_v , где $\underline{K}_i(S_v)$, $\overline{K}_i(S_v)$ – нижняя и верхняя граница интервала критериальной оценки, $K(S_v) = \{K_1(S_v), K_2(S_v), \dots, K_r(S_v)\} = \left\{ \left[\underline{K}_1(S_v), \overline{K}_1(S_v) \right], \dots, \left[\underline{K}_r(S_v), \overline{K}_r(S_v) \right] \right\}$ – векторный критерий, характеризующие технические состояния системы и объекта; $S^P \subset S$ – множество эффективных (безопасных) (Парето-оптимальных) состояний системы с числом элементов N^P ; $P = (S_{k_1}^0, S_{k_2}^0, \dots, S_{k_r}^0)$ – упорядоченное множество эффективных (безопасных) состояний (кортеж Парето), для элементов $S_i^0 \in S^P$.

Сформулируем следующую задачу:

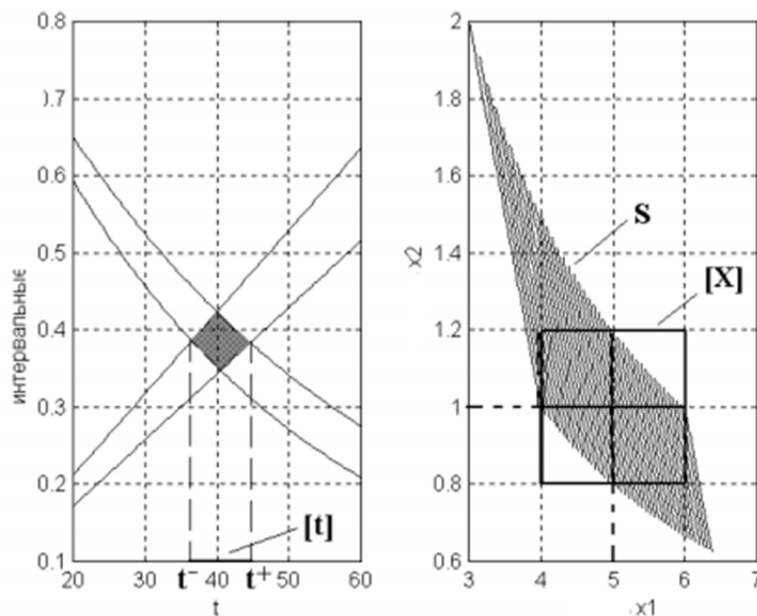
Требуется найти упорядоченное множество эффективных (безопасных) состояний технической системы (объекта) (кортеж Парето) для элементов $S_i^0 \in S^P$ которого в зависимости от смысла задачи выполняются условия

$$K_i(S_{k_i}^v) = \min_{i=1,r; v=1,N} [K_i(S_v)], S_i^0 \in S^P \quad (10)$$

или
$$K_i(S_{k_i}^v) = \max_{i=1,r; v=1,N} [K_i(S_v)], S_i^0 \in S^P \quad (11)$$

для случая, когда скалярные критерии оптимальности $K_i(S_v) = [\underline{K}_i(S_v), \overline{K}_i(S_v)]$ представлены в интервальном виде.

В интервальном анализе задача нахождения корней интервального уравнения и уравнений при интервально заданных коэффициентах часто возникает в многочисленных приложениях, в частности в задачах на экстремум, при нахождении критических точек и точек пересечения эмпирических моделей (интервальных функций $[y] = f([x_1], \dots, [x_i], \dots, [x_n])$ рис. 1) [10].



а) $\exp(-[k].t) = [\lambda].t$ б) $x^2 - [5; 7] x + [4; 6] = 0$

Рис. 1. Определение корней интервального уравнения

Для задачи измерения и распознавания технического состояния систем и объектов конечной целью идентификации является определение одного из заданных видов технического состояния, к которому может быть отнесено наблюдаемое текущее состоя-

ние объекта. Для этого необходимо задать классы технических состояний объекта, указать соответствующие граничные условия и проверить выполнимость этих условий по каждой переменной состояния.

Пусть условие работоспособности объекта по некоторой переменной $x_i \in [X]$ задается в виде неравенства $\underline{d}_i \leq x_i \leq \overline{d}_i$, где $\underline{d}_i, \overline{d}_i$ – соответственно нижнее и верхнее допустимые значения переменной x_i . Выход значения x_i за пределы интервала $[\underline{d}_i, \overline{d}_i]$ фиксируется как дефект, а соответствующее данной ситуации состояние объекта – как неработоспособное.

Гарантированную оценку обобщенного показателя распознавания можно получить, если вычислять его не через измеренные мгновенные значения косвенных технологических переменных, а через интервалы изменения технологических переменных за заданный интервал времени, которые гарантированно должны включать истинные значения переменных.

При использовании интервального подхода вводится понятие индикаторных функций $J(X_j)$. Если согласно технологическому регламенту состояние дефекта наступает при выходе обобщенного показателя распознавания $X_j = [\underline{d}_i, \overline{d}_i]$ за верхнюю допустимую границу $\overline{d}_i$, то правило решения будет следующим:

Обозначим работоспособное состояние объекта символом R, а дефектное – D. Если $J_1(X_j) = 1$, то $X_j \in R$; если $J_1(X_j) = -1$, то $X_j \in D$; если $J_1(X_j) = 0$, то – неопределенное состояние.

Если состояние дефекта определяется при выходе X_j за нижнюю допустимую границу $\underline{d}_i$, то применяется индикаторная функция $J_2(x_j)$: Если $J_2(X_j) = 1$, то $X_j \in R$; если $J_2(X_j) = -1$, то $X_j \in D$; если $J_2(X_j) = 0$, то – неопределенное состояние.

Для классической постановки при распознавании с зоной неопределенности используется вероятность отказа от распознавания. При интервальном анализе рассчитывается экстремум показателя правильного распознавания в зависимости от значений интервала вероятности отказа от распознавания.

Учитывая свойство достаточности выбранного набора интервалов представляется метод расчета дополнительных весовых коэффициентов, которые снижают вероятность ошибочно аттестовать кондиционные системы (объекты), как некачественные (некондиционные).

Заключение

Применение интервального анализа позволяет снять многие проблемы и методические сложности, возникающие при решении прикладных задач статистическими методами. В рамках интервального анализа неопределенность исходных данных измерений может иметь разные источники и природу. Интервал неопределенности позволяет описать широкий класс неопределенных, неоднозначных, вариабельных и неточных исходных данных наблюдений. Значения ошибок в исходных данных наблюдений могут колебаться в широких пределах.

Основной проблемой интервального анализа является корректное определение интервалов неопределенности на основе различий исходных данных измерений при наличии различных источников неопределенности переменной.

Библиографический список

1. Software – hardware complex for measurement and control of ferroelectrics parameters / E. A. Pecherskaya, D. V. Artamonov, V. I. Kondrashin, P. E. Golubkov, O. V. Karpanin, T. O. Zinchenko // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 1. Сер. "International Conference on Materials, Alloys and Experimental Mechanics, ICMAEM 2017", India. – 2017. – P. 012254.

2. Голубков, П. Е. Применение инструментов контроля качества для анализа процесса микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская, А. В. Мартынов // Радиотехника. Проблемы и перспективы развития : тез. докл. третьей Всерос. молодеж. науч. конф. – Тамбов, 2018. – С. 111–113.
3. Ащепков, Л. Т. Универсальные решения интервальных задач оптимизации и управления / Л. Т. Ащепков, Д. В. Давыдов. – Москва : Наука, 2006. – 151 с.
4. Калмыков, С. А. Методы интервального анализа / С. А. Калмыков, Ю. И. Шокин, З. Х. Юлдашев. – Новосибирск : Наука, 1986. – 221 с.
5. Шокин, Ю. И. Интервальный анализ / Ю. И. Шокин. – Новосибирск : Наука, 1981. – 281 с.
6. Яцко, А. И. Интервальный анализ общего риска угроз безопасности сложной технической системы / А. И. Яцко, В. Ф. Неронов // Вопросы теории устойчивости и безопасности систем. – 2004. – Вып. 7. – С. 63–74.
7. Яцко, А. И. Системный интервальный анализ. Элементы теории и приложения : монография / А. И. Яцко. – Москва : Знание, 2005. – 190 с.
8. Вошинин, А. П. Метод анализа данных с интервальными ошибками в задачах проверки гипотез и оценивания параметров неявных линейно параметризованных функций / А. П. Вошинин // Заводская лаборатория. – 2000. – Т. 66, № 3. – С. 23.
9. Вошинин, А. П. Интервальный метод калибровки / А. П. Вошинин, Н. В. Скибицкий // Системы и датчики. – 2000. – № 7. – URL: nsc.ru
10. Вошинин, А. П. Интервальный анализ данных: развитие и перспективы / А. П. Вошинин // Заводская лаборатория. – 2002. – Т. 68, № 1. – С. 118–126.

**Б. Ч. И¹, Р. С. Коновалов^{1,2}, С. И. Коновалов¹, А. Г. Кузьменко¹,
Д. И. Нефедьев³, В. М. Цаплев¹**

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
г. Санкт-Петербург, Россия

²Петербургский государственный университет путей сообщения
Императора Александра I, г. Санкт-Петербург, Россия

³Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТВЕРДЫХ СРЕД

Для исследования внутренней структуры различных сред, материалов и изделий могут применяться разнообразные методы неразрушающего контроля. Одним из них, получившим в настоящее время широкое распространение, является акустический контроль. Это объясняется его достоинствами – относительной простотой аппаратной реализации, безопасностью для персонала, возможностью применения при одностороннем доступе к изделиям и др. Стоит отметить, что при всем многообразии видов акустического контроля, им всем присуще наличие конструктивного элемента – преобразователя. В его задачу входит преобразование энергии электрического сигнала в энергию излучаемого акустического сигнала (в режиме излучения) и наоборот (в режиме приема). В настоящее время наибольшее распространение получили пьезоэлектрические преобразователи (ПЭП). Системы ультразвукового контроля, в составе которых применяются ПЭП, часто должны быть широкополосными. Отсюда вытекает актуальность требования к широкополосности преобразователей. Такой ПЭП способен излучить акустический сигнал малой длительности. Это необходимо для улучшения важнейших характеристик дефектоскопической аппаратуры (фронтальная и лучевая разрешающие способности, мертвая зона, точность определения координат дефектов). Невыполнение требований

к расширению полосы пропускания ПЭП влечет за собой неизбежное затягивание зондирующего сигнала (вследствие обрезания ряда частотных составляющих в широком спектре короткого возбуждающего электрического импульса), т.е. к возникновению ограничений при решении задач локационного характера.

Механическое демпфирование пьезоэлемента является наиболее распространенным способом расширения полосы пропускания ПЭП, позволяющим добиваться снижения длительности зондирующего сигнала [1–4]. Технология изготовления демпферов различного типа хорошо разработана, вследствие чего достигается хорошая повторяемость характеристик ПЭП. Требования к удельному акустическому сопротивлению демпфера не являются очень строгими. Выполнение соотношения $z_d \approx 0,35z_k$ (z_d и z_k – удельные акустические сопротивления демпфера и пьезокерамики, соответственно) считается достаточным для получения требуемой полосы пропускания и, соответственно, для снижения длительности переходного процесса [5]. Конструктивно демпфер располагается на тыльной стороне пьезопластины.

Излучающая сторона пьезопластины контактирует со средой, выполняющей роль акустической нагрузки, через систему переходных слоев «клеевое соединение–протектор–контактный слой». Протектор осуществляет механическую защиту поверхности пьезоэлемента от разрушения при сканировании. Он должен быть соединен с пьезоэлементом, например, слоем клея. Толщина клеевого соединения влияет на форму зондирующего сигнала, особенно по мере увеличения рабочих частот ПЭП. В качестве примера клея можно назвать эпоксидный клей ДМ5-65, представляющий собой композицию на основе эпоксидной диановой смолы ЭД-20, малеинового ангидрида, окиси алюминия, титаната бария и окиси цинка [5]. Наружная сторона протектора через слой жидкого материала (контактный слой) соприкасается с исследуемой твердой средой, например сталью. Обычно толщина протектора находится в диапазоне 0,1 – 0,5 мм и он выполняется из кварца, сапфира, бериллия, стали, смол с порошком наполнителя (корундовый или бериллиевый порошки), ситалла, лигнофоля и др. [6].

Система переходных слоев оказывает влияние на форму зондирующих импульсов. В настоящем исследовании проведена оценка влияния протектора, слоя клея, соединяющего протектор с активным элементом, а также контактного слоя на работу всего ПЭП в целом. Расчетным путем проведено исследование длительностей и амплитуд зондирующих сигналов, излучаемых многослойным ПЭП в твердую среду.

Схематичное представление пьезопреобразователя показано на рис. 1. Пьезопластина (ЦТС-19), материал которой имеет удельное акустическое сопротивление z_k , с тыльной стороны имеет демпфер с удельным акустическим сопротивлением z_d . Излучающая сторона пластины через систему переходных слоев нагружена на среду с удельным акустическим сопротивлением z_n (сталь). Пусть z_1 , z_2 , z_3 – удельные акустические сопротивления контактного слоя, материала протектора и клеевого соединения, соответственно. Электрическое напряжение, возбуждающее пьезопластину, обозначим через U .

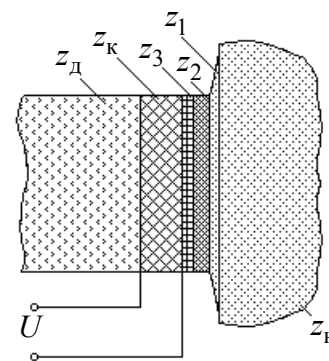


Рис. 1. Схема рассматриваемого преобразователя

Предположим, что импульс электрического напряжения, возбуждающего пьезопластину, представляет собой половину периода синусоиды на частоте антирезонанса ω_0 пьезопластины: $U_{изл}(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } 0 \leq t \leq T_0/2, \\ 0 & \text{при } t \notin (0, T_0/2), \end{cases}$ где T_0 – период синусоиды. Задача сводится к определению формы излучаемого данным ПЭП в акустическую нагрузку зондирующего сигнала. Эта задача решена в ряде предшествующих работ авторов, например в [7–9]. Решение проводится на основе определения выра-

жения для частотной характеристики многослойного ПЭП и использовании спектрального преобразования Фурье. Это решение подробно представлено в [7]. В связи с этим не будем повторять его. Ограничимся лишь замечанием о том, что для проведения расчетов удобно выражать волновые толщины переходных слоев x_i ($i = 1, 2, 3$) через волновую толщину пьезокерамического слоя, а именно: $\alpha_1 = x_1/x_k$; $\alpha_2 = x_2/x_k$; $\alpha_3 = x_3/x_k$, т.е.: $\alpha_i = x_i/x_k$. Кроме того, целесообразно ввести безразмерное время $T = t/(T_0/2)$. Безразмерное время дает возможность оценивать длительность излучаемых импульсов колебательной скорости числом полупериодов колебаний на собственной частоте пластины.

Форма зондирующего сигнала определится выражением:

$$v_{\text{вых}}(T) \sim \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{изл}}(x_k) F_{\text{изл}}(x_k) \exp(jx_k T) dx_k,$$

где $U_{\text{изл}}(x_k)$ – спектральная функция импульса электрического возбуждающего напряжения; $F_{\text{изл}}(x_k)$ – выражение для частотной характеристики рассматриваемого многослойного пьезоэлектрического преобразователя.

Применение в расчете волновых, а не геометрических толщин переходных слоев позволяет получать результаты в наиболее общей форме вне «привязки» к конкретным частотам. Несмотря на сказанное, большой интерес представляет сопоставление геометрических частот с волновыми толщинами переходных слоев. Это можно сделать хотя бы для некоторой конкретной частоты. Рассмотренный тип преобразователя находит широкое применение в области частот, соответствующей единицам мегагерц. Это дает основание осуществить предложенную оценку для частоты, например, в 1 МГц. Ранее было введено выражение $\alpha_i = x_i/x_k$. Преобразуем его следующим образом: $\alpha_i = \frac{l_i}{l_k} \frac{c_k}{c_i}$. Здесь

l_i , l_k – геометрические толщины слоя с номером i и керамического пьезоэлемента; c_i , c_k – скорости распространения звука в материале слоя с номером i и в пьезокерамике; параметр $i = 1, 2, 3$ задает номер слоя. Ранее было отмечено, что в качестве пьезокерамики рассматривается ЦТС-19. Пусть в роли материала контактного слоя (слой 1) выступает глицерин (скорость звука $c_1 = 1,92 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_1 = 1,26 \cdot 10^3$ кг/м³ [8]). В этом случае при $\alpha_1 = 0,005$; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1 значения l_1 составят 4,8 мкм; 9,6 мкм; 19,2 мкм; 48 мкм и 96 мкм, соответственно. Толщина контактного слоя в первую очередь зависит от шероховатости поверхности исследуемого объекта. Поэтому приведенные значения l_1 реальны и часто встречаются в практике ультразвукового контроля.

В соответствии с [5] клеевой слой (слой 3, клей ДМ5-65) имеет параметры: скорость звука $c_3 = 2 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_3 = 2,14 \cdot 10^3$ кг/м³. Для $\alpha_3 = 0,005$; 0,01 и 0,02 значения l_3 равны 5 мкм; 10 мкм и 20 мкм, соответственно. При осуществлении склейки толщина слоя клея невелика. Это можно объяснить тем, что операция склейки подразумевает обязательную притирку поверхностей и использование пресса во время полимеризации клея. Это позволяет утверждать, что толщина $l_3 = 20$ является излишне большой. Вследствие этого можно считать, что $l_3 = 10$ мкм (для частоты в 1 МГц это соответствует $\alpha_3 = 0,01$) отвечает действительному положению дел, с которыми придется сталкиваться при проведении технологических операций по изготовлению ПЭП.

Такой же способ оценки толщины защитного слоя (протекторный слой с номером 2) может быть использован для различных значений параметра α_2 . В частности, в качестве материала протектора можно использовать оптический кварц (скорость звука $c_2 = 5,4 \cdot 10^3$ м/с и плотность $\rho_2 = 2,7 \cdot 10^3$ кг/м³) [8–10]). При $\alpha_2 = 0,1$ и 0,2 на частоте 1 МГц протектор имеет толщину $l_2 = 0,3$ мм и 0,6 мм, соответственно. В соответствии с

[6] толщины протекторов составляют 0,1–0,5 мм. Следовательно, значение $\alpha_2 = 0,1$ соответствует реальным технологическим требованиям.

Подводя некоторые итоги, можно отметить, что оценочные расчеты показали целесообразность выбора $\alpha_3 = 0,01$. При этом можно полагать $\alpha_2 = 0,1$. Параметр же α_1 может принимать значения из диапазона $\alpha_1 = 0,005–0,1$. Указанные значения параметров α_i использовались при проведении расчетного исследования формы зондирующих импульсов. Так, на рис. 2 показаны формы импульсов колебательной скорости в зависимости от безразмерного времени T . По оси ординат отложена безразмерная величина v , пропорциональная колебательной скорости (поскольку задача решается с точностью до постоянного множителя). Контактный слой – глицерин. Значения параметра α_1 : на рис. 2,а $\alpha_1 = 0,005$; рис. 2,б – $\alpha_1 = 0,05$; рис. 2,в – $\alpha_1 = 0,1$. Для всех вариантов расчета параметр $\alpha_2 = 0,1$. Значение z_2 выбрано равным $14 \cdot 10^6$ Па·с/м, т. е. близким к значению удельного акустического сопротивления кварца. Клей ДМ5-65 является материалом переходного слоя с номером 3 ($z_3 = 4,28 \cdot 10^6$ Па·с/м), причем $\alpha_3 = 0,01$. Расчеты выполнены в предположении о том, что удельный акустический импеданс демпфера преобразователя составляет $z_d = 9 \cdot 10^6$ Па·с/м т.е. близок к реальным значениям. Можно видеть, что длительность и амплитуда излучаемых сигналов изменяются с изменением параметра α_1 . Так, при $\alpha_1 = 0,005$ (рис. 2,а) длительность импульса, который выбирается в соответствии с критерием (–20 дБ), равняется $\tau_H = 4,8$. Максимальная амплитуда в импульсе составляет $v = 0,93$. При увеличении α_1 на порядок, т. е. до $\alpha_1 = 0,05$ (рис. 2,б) длительность импульса τ_H возрастает до $\tau_H = 7,2$. Амплитуда сигнала при этом снижается примерно до $v = 0,61$. Эта тенденция изменения параметров акустического импульса сохраняется и при дальнейшем росте параметра α_1 . Действительно, при $\alpha_1 = 0,1$ (рис. 2,в) $\tau_H = 7,9$ и $v = 0,41$.

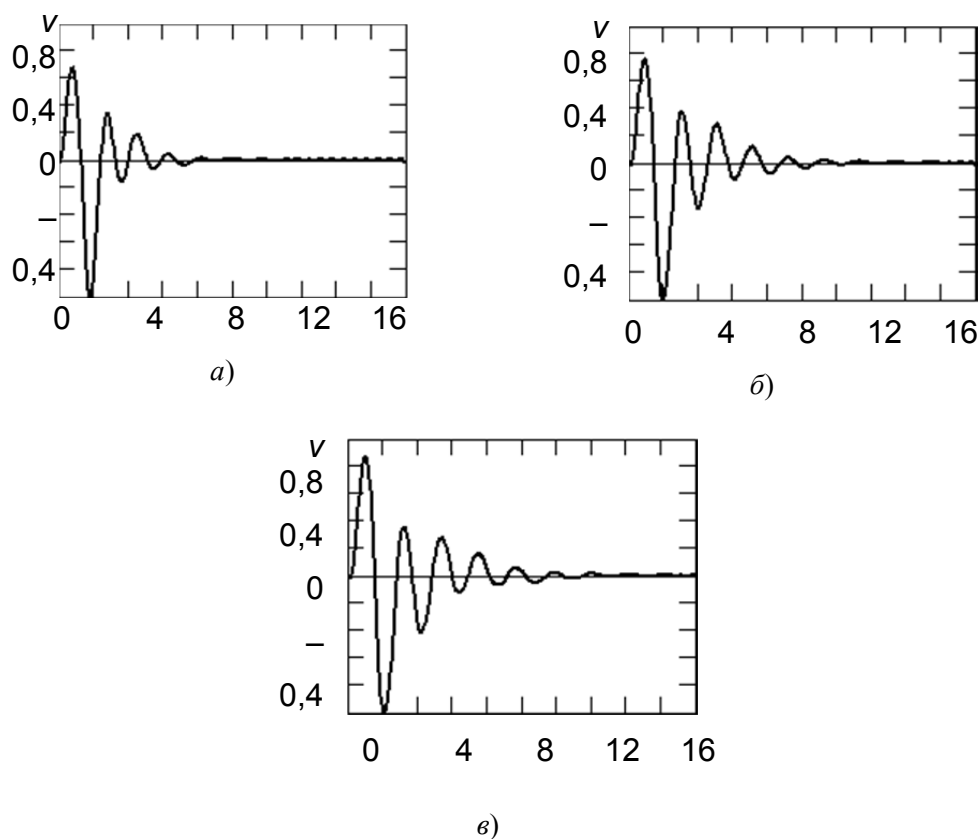


Рис. 2. Формы зондирующих сигналов

На рис. 3 и 4 показаны зависимости максимальных амплитуд $v_{\max}$ зондирующих сигналов (в условных единицах) от значений удельного акустического сопротивления протектора z_2 (рис. 3) и длительностей зондирующих импульсов $\tau_{\text{и}}$ от z_2 (рис. 4). Интервал изменения z_2 на обоих рисунках одинаков. Он весьма широк и ограничен значениями $z_2 = 14 \cdot 10^6$ Па·с/м (близким к z_2 кварца) и $z_2 = 45 \cdot 10^6$ Па·с/м (близким к z_2 стали). По-прежнему $z_{\text{д}} = 9 \cdot 10^6$ Па·с/м. Данные, приведенные на рис. 3 и 4 дают возможность разработчикам судить о параметрах излучаемых акустических сигналов.

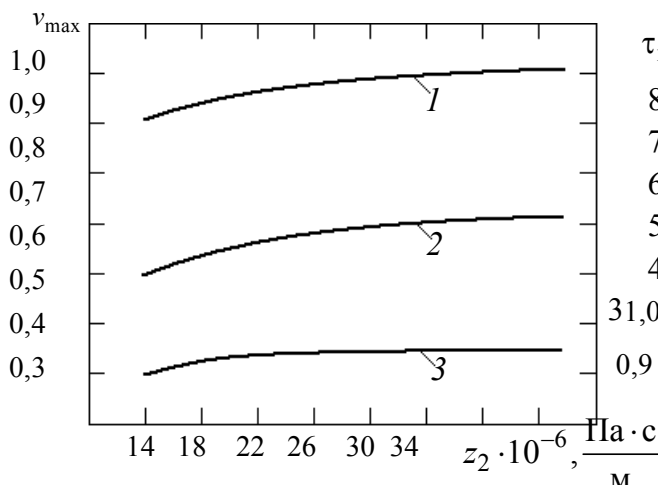


Рис. 3. Зависимости максимальных амплитуд зондирующих импульсов от z_2

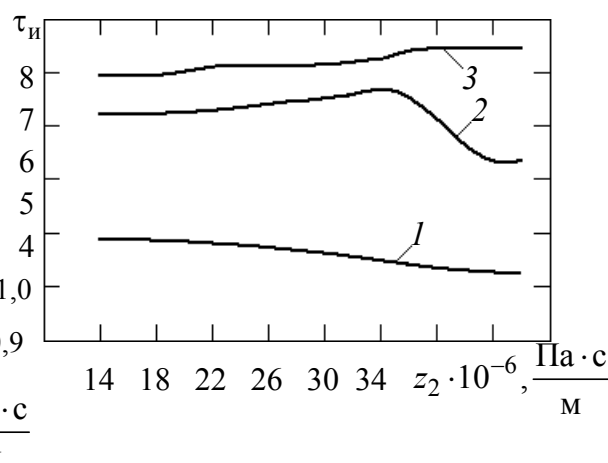


Рис. 4. Зависимости длительностей зондирующих импульсов от z_2

Представленные в работе результаты позволяют априорно оценивать параметры (амплитуды и длительности) зондирующих сигналов, излучаемых в сталь многослойным ПЭП в широком диапазоне изменения параметра z_2 . Расчетные исследования выполнены с учетом конкретных конструктивных особенностей ПЭП (проведена оценка влияния протектора, слоя клея, соединяющего протектор с активным элементом, а также контактного слоя на работу всего ПЭП в целом). Решение проведено в широком диапазоне удельных акустических импедансов протекторного слоя и волновых толщин переходных слоев.

Полученные данные могут быть использованы при проектировании систем мониторинга и контроля сложных технических объектов.

Библиографический список

1. Ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля / под общ. ред. И. Н. Ермолова. – Москва : Машиностроение, 1986. – 280 с.
2. Домаркас, В. И. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи / В. И. Домаркас, Р.-И. Ю. Кажис. – Вильнюс : Минтис, 1974. – 256 с.
3. Печерская, Е. А. Взаимосвязь параметров пьезоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, И. М. Гладков, О. Кузнецова // Университетское образование (МКУО-2013) : сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 70-летию образования университета / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2013. – С. 459–461.
4. Печерская, Е. А. Метрологические аспекты модели активного диэлектрика / Е. А. Печерская, Д. В. Рябов, Н. Д. Якушова // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2012. – № 1. – С. 208–213.
5. Богородский, В. В. Подводные электроакустические преобразователи (расчет и проектирование) : справочник / В. В. Богородский, Л. А. Зубарев, Е. А. Корепин, В. И. Якушев. – Ленинград : Судостроение, 1983. – 248 с.
6. Кретов, Е. Ф. Ультразвуковая дефектоскопия в энергомашиностроении : учеб. пособие / Е. Ф. Кретов. – Санкт-Петербург : Радиоавионика, 1995. – 328 с.

7. Коновалов, С. И. Физические основы работы и проектирования импульсных пьезопреобразователей в задачах измерения и контроля / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко. – Санкт-Петербург : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. – 228 с.

8. Коновалов, С. И. Сравнение возможностей механического демпфирования преобразователей и использования согласующих слоев для получения коротких импульсов / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко // Акустический журнал. – 1998. – Т. 44, № 1. – С. 119–120.

9. Коновалов, С. И. Влияние демпфера на длительность акустического импульса, излучаемого многослойным преобразователем в твердую среду / С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко // Дефектоскопия. – 2005. – № 7. – С. 39–45.

10. Блинова, Л. П. Акустические измерения / Л. П. Блинова, А. Е. Колесников, Л. Б. Ланганс. – Москва : Изд-во стандартов, 1971. – 272 с.

О. М. Батищева, В. А. Папшев

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ПРИ ТРАНСПОРТИРОВКЕ ОПАСНЫХ И ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ ГРУЗОВ

Транспортировка опасных и высокотехнологичных грузов требует особого внимания. Техническое состояние автомобильных дорог, по которым прокладываются маршруты, должно удовлетворять требованиям безопасности движения, установленным нормами и правилами. Однако фактически дорожная сеть зачастую не соответствует этим требованиям и является источником механических воздействий на груз. В этой связи крайне необходимым является мониторинг ударных нагрузок, вибрации и т.п. в целях их исключения или минимизации.

В организации и реализации транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов выделяют следующие этапы.

Первый этап заключается в тестировании трассы от производителя продукции до ее потребителя. При этом составляется база данных, содержащая информацию о состоянии дорожного полотна; определяются механические воздействия на опоры крепления высокотехнологичного груза; формируются требования к скоростному режиму.

Второй этап заключается в более подробном анализе условий транспортировки груза, выявленных на первом этапе. Результатом является корректировка режима движения, включая скоростной режим.

Третий этап предполагает собственно перевозку.

На рис. 1 представлен вариант блок-схемы перечисленных этапов.



Рис. 1. Этапы организации транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов

Обратная связь в блок-схеме означает учет и корректировку ошибочных действий. Вместе с тем, следует отметить слабую оперативность данной процедуры. Это связано с тем, что состояние дорожного полотна постоянно изменяется, условия перевозки, выявленные и зафиксированные при предварительном проезде, не всегда совпадают с условиями при непосредственной транспортировке. Кроме того, высока вероятность возникновения непредвиденных дорожных обстоятельств.

Очевидно, что в этой связи становится актуальной задача минимизации так называемого «человеческого фактора» путем интеллектуализации процесса мониторинга транспортировки опасного и высокотехнологичного груза [1]. Задача может быть решена с использованием бортовых систем поддержки принятия решений (СППР) [2].

В этом случае при тестировании трассы выполняется регистрация механических воздействий (ударных нагрузок, вибраций) по трем направлениям координат специальными трехкомпонентными датчиками. Одновременно проводится видеорегистрация конкретных реальных условий перевозки высокотехнологичного груза. При этом осуществляется постоянная привязка к карте маршрута по сигналу ГЛОНАСС навигатора. В итоге определяются проблемные участки возможных маршрутов. В дальнейшем необходимо формировать функции сопровождения груза, т.е. вырабатывать некоторые рекомендации непосредственно на трассе в процессе транспортировки.

На рис. 2 представлен вариант состава и структурное взаимодействие основных элементов комплекса, обеспечивающего условия безопасности транспортировки.

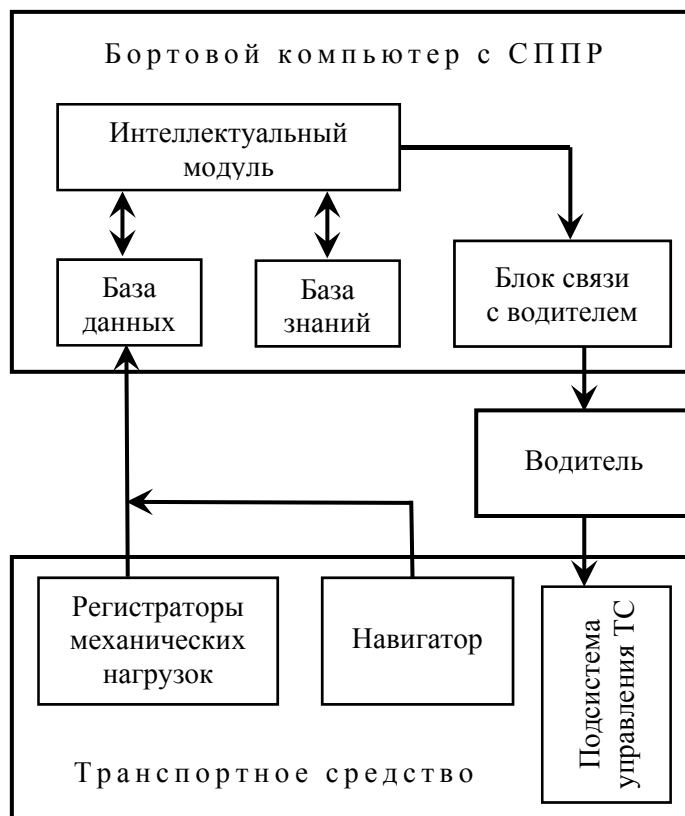


Рис. 2. Структура комплекса обеспечения безопасности транспортировки

Интеллектуальный модуль активен на протяжении всего процесса транспортировки. Анализ альтернатив и сам факт выбора возможного решения базируется на информации, аккумулированной в базе данных и базе знаний.

Массив данных формируется путём опроса датчиков, входящих в систему регистрации механических нагрузок, при этом частота опроса коррелирована со скоростью движения транспортного средства. Параллельно выполняется видеорегистрация текущих условий и привязка к карте маршрута по сигналу ГЛОНАСС навигатора.

База знаний включает в себя экспертную подсистему, содержащую нормативную документацию о категориях груза, требованиях к предельным нагрузкам и вибрациям, требованиях к допустимым параметрам окружающей среды (влажность, температура, атмосферное давление), видах транспортных средств, разрешенных к использованию для перевозок опасных и высокотехнологичных грузов, категориях автомобильных дорог и т.п. Кроме того, база содержит подсистему семантической обработки информации, задачей которой является выделение правил логических суждений.

Так, например, в целях анализа и обоснования скоростного режима следует рассматривать такие переменные, как текущая скорость транспортировки, рекомендованная скорость согласно безопасному скоростному режиму, динамика изменения скорости за контрольный интервал времени и т.д.

Обозначив этот массив как вектор $\vec{X}$, массив промежуточных гипотез – как вектор $\vec{G}$, можно утверждать, что на выходе интеллектуального модуля формируется решение в виде некоторого вектора $\vec{Y}$, обязательными компонентами которого являются следующие:

- способ информирования водителя: срочно, в штатном режиме, в отложенном режиме;
- вид информации: изменение скоростного режима в связи чрезвычайной ситуацией, сохранение скоростного режима, плановое изменение скоростного режима.

На рис. 3 представлен алгоритм выбора маршрута и его корректировки с помощью бортовой СППР на основе мониторинга ситуации. В блок-схеме использованы следующие обозначения: L – протяженность выбранного маршрута; F – значения механических нагрузок; Q – параметры окружающей среды.

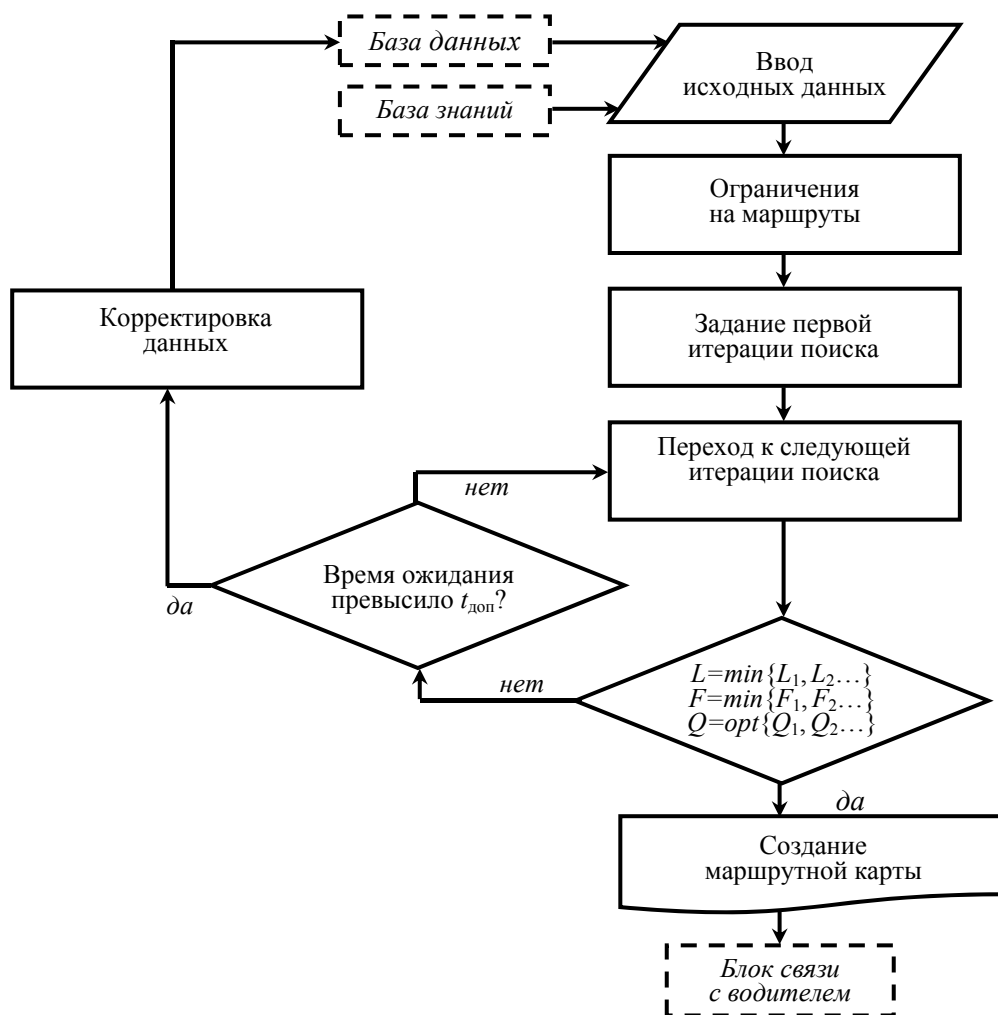


Рис. 3. Алгоритм выбора маршрута и его корректировки

Таким образом, предложенный подход к мониторингу внешних воздействий позволяет повысить безопасность транспортировки опасных и высокотехнологичных грузов.

Библиографический список

1. 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, 2018. – P. 1163–1170.
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.

А. Н. Кукушкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

РАЗРАБОТКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА БОЛЬШИХ УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ДЛЯ СТАРТОВОЙ ПЛОЩАДКИ КОСМОДРОМА

В данном докладе рассматривается альтернативная конструкция волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений для стартовой площадки космодрома и перспективы его внедрения.

В настоящее время на стартовых площадках космодромов при запуске ракет используются системы контроля угловых перемещений ферм-опор (рис. 1).

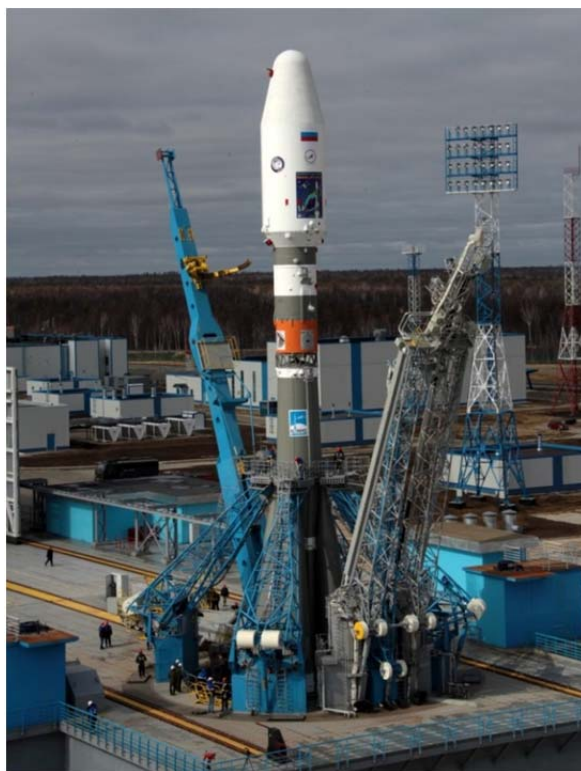


Рис. 1. Фермы-опоры на стартовой площадке

Для определения угловых перемещений используются тросиковые датчики угловых перемещений (рис. 2), реализующие электромеханический принцип работы, что является не самым лучшим решением из-за недостаточной искро-взрыво-пожаробезопасности конструкции, чувствительности к помехам, вызванным электромагнитными импульсами различной природы.



Рис. 2. Внешний вид тросикового датчика угловых перемещений

Перспективно обеспечить внедрение волоконно-оптических датчиков угловых перемещений для решения задачи уменьшения массы измерительных средств и кабельных сетей, обеспечения повышенной искро-взрыво-пожаробезопасности и помехоустойчивости.

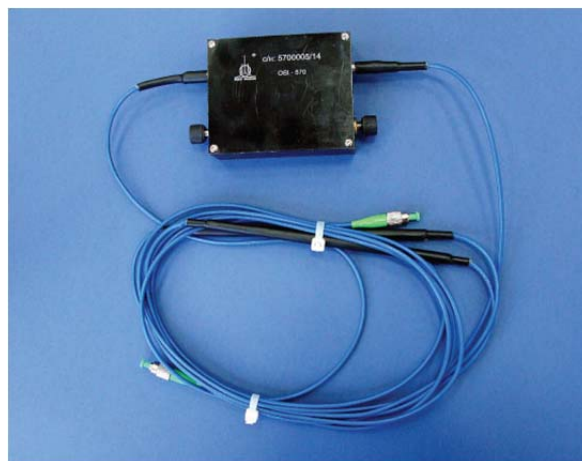
В ходе патентного поиска выявлены различные волоконно-оптические датчики угловых перемещений различных конструкций, в том числе и датчики наклона, но ни один из них не способен контролировать угол отклонения более чем на 10° (примеры на рис. 3, 4).



ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Диапазон измерений, град	10(± 5)
Разрешение, град	0,002
Чувствительность, пм/град	500
Максимальная ошибка калибровки, град	0,05
Рабочий диапазон температур, $^\circ\text{C}$	-20 ... +80
Диапазон длин волн, нм	1500 - 1600
Коэффициент отражения	>65
Материал корпуса	нержавеющая сталь
Тип соединения	по требованию
Габариты, мм	220x140x43
Вес, кг	3,3

Рис. 3. Волоконно-оптический датчик угла наклона ASTRO A541 и его характеристики



Технические характеристики

Параметр / Артикул	OSI - 570
Центральная длина волны, нм	1510 ± 1590
Тип датчика	концевой / проходной
Диапазон измерения, °	± 5
Разрешение, % FS	< 0.01
Точность измерения, % FS	< 0.1
Температурная компенсация	есть
Температурный рабочий диапазон, °C	- 20 ÷ +80
Длина кабеля, м	1
Тип разъема	FC/APC
Габаритные размеры, мм (Д x Ш x В)	97 x 32 x 106
Способ крепления датчика	механическое крепление

Рис. 4. Волоконно-оптический датчик угла наклона OSI – 570 и его характеристики

На основании исследований возможных принципов преобразования измерительной информации в изменение параметров оптического сигнала определено, что необходимо сконцентрировать усилия на разработке простых, надежных и универсальных с точки зрения конструктивных и схемных решений волоконно-оптических датчиков угловых перемещений.

В связи с необходимостью улучшения мер безопасности на стартовых площадках космодромов была произведена разработка волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений для контроля перемещений ферм-опор.

Первая модель основывалась на принципе действия модуляции оптического сигнала при изменении углового положения линзы относительно рабочих торцов оптических волокон.

Исходя из уже известных конструкций, был выбран в качестве воспринимающего элемента маятник, в центре подвеса которого закреплен оптический модулятор в виде цилиндрической или шарообразной линзы. При изменении положения опоры, на которой неподвижно закреплен датчик, происходит отклонение маятника с линзой. Изменение положения линзы изменяет направление светового потока, благодаря которому становится возможным зафиксировать новое значение угла отклонения. Именно этот способ модуляции позволяет фиксировать угловые отклонения до 30°. Ход светового потока от подводящего оптического волокна (ПОВ) через линзу к отводящему оптическому волокну (ООВ) изображен на рис. 5.

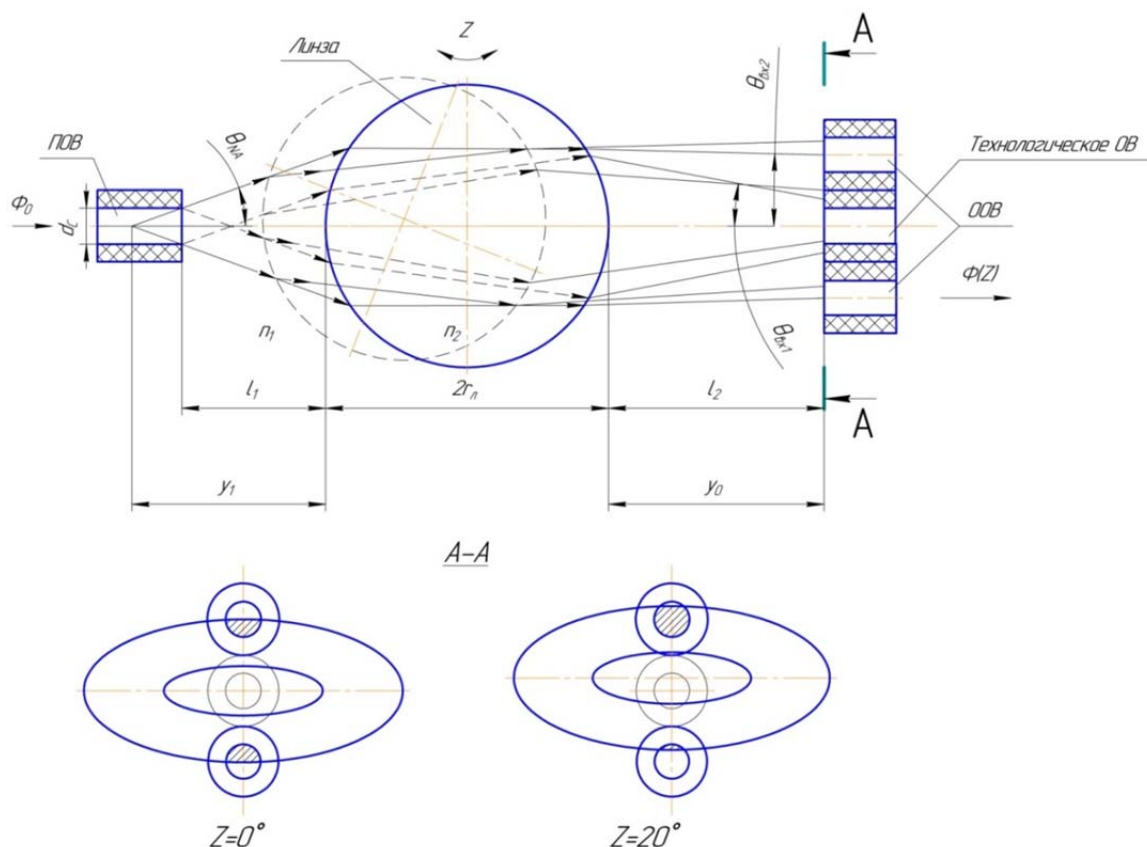


Рис. 5. Ход светового потока в датчике

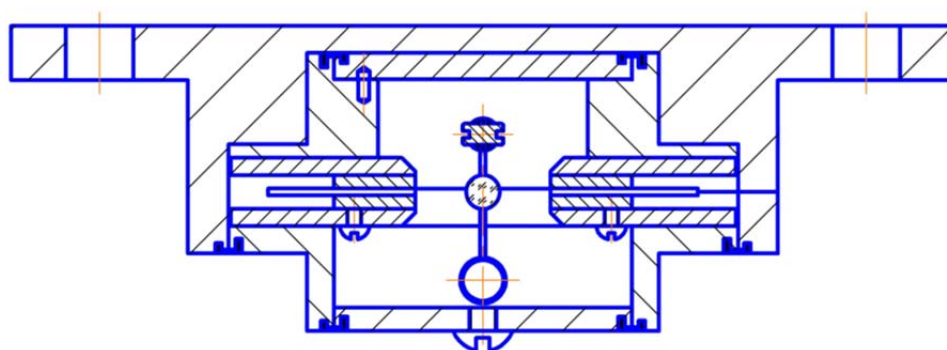


Рис. 6. Конструкция первой модели волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений

Из-за сложности юстировки линзы на этапе сборки, было принято решение опробовать другие методы взаимодействия со светом. Одним из наиболее удачных методик оказался с применением аттенюатора.

Переработана конструкция маятника так, чтобы при изменении угла изменялась площадь отверстия, через которое проходит свет. За счет этого можно изменять мощность излучения. Как и в прошлой модели отклоняется опора маятника. Схема измерительного преобразователя датчика представлена на рис. 7.

При разработке новой конструкции учитывалось доступное на базе АО «НИИФИ» оборудование, оснастка, материалы и технологии производства. За счет особого процесса сборки упростилась юстировка аттенюатора (в сравнении методом модуляции). За счет перехода на керамические подшипники увеличился срок службы. Для транспортировки добавлен блокиратор маятника, в виде мембраны и винта. Конструкция представлена на рис. 8, 9 и 10.

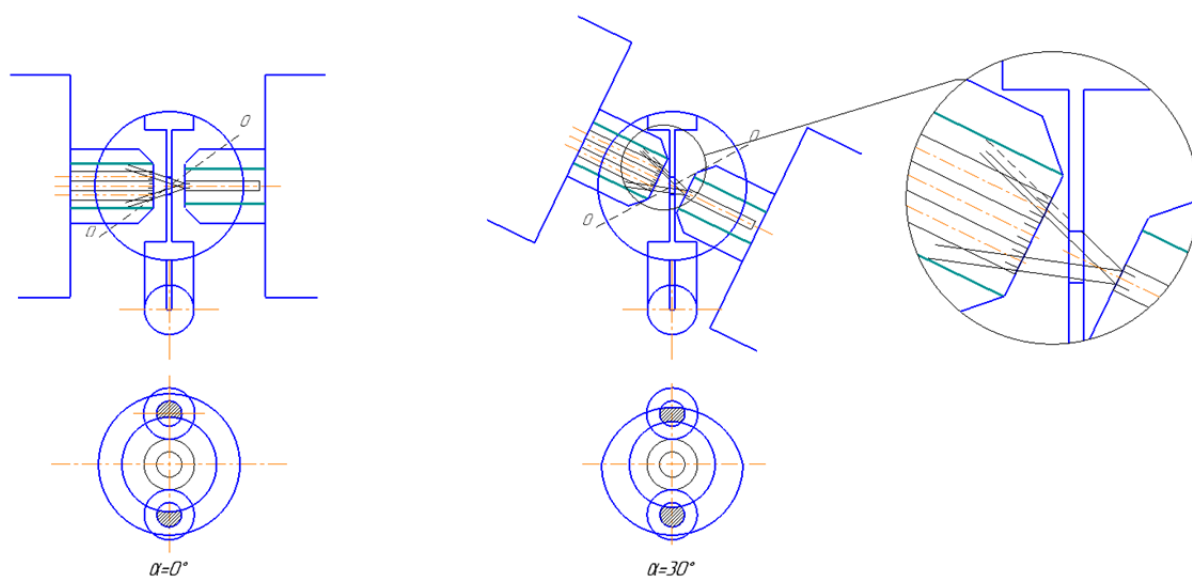


Рис. 7. Схема измерительного преобразователя

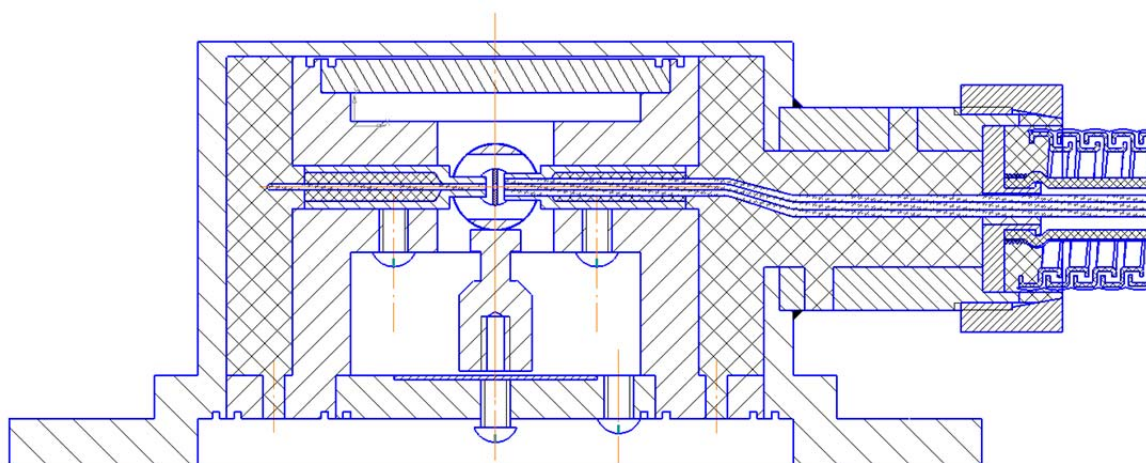


Рис. 8. Конструкция волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений с применением аттенюатора

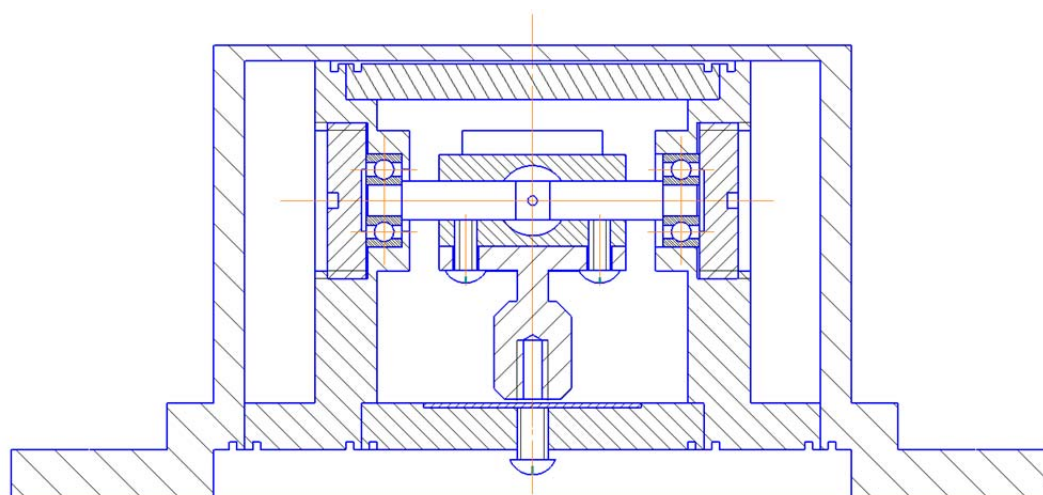


Рис. 9. Поперечный разрез датчика

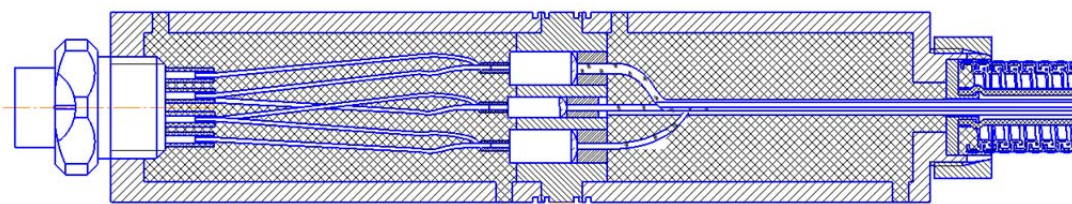


Рис. 10. Хвостовая часть датчика

Основными достоинствами является:

- 1) высокая чувствительность и быстродействие;
- 2) прочный герметичный металлический корпус, идеально подходящий для наружной установки датчика;
- 3) высокая помехозащищенность, нечувствительность к электромагнитным помехам, таким как СВЧ-поле, искровой разряд, магнитное поле, электро-магнитные импульсы различной природы и любой интенсивности;
- 4) абсолютная электробезопасность, связанная с отсутствием электрических цепей между датчиком и регистрирующим модулем;
- 5) искро-взрыво- и пожаробезопасность.

В результате разработана новая конструкция и технологическая последовательность изготовления волоконно-оптического датчика больших угловых перемещений, имеющего ряд преимуществ перед устройствами, применяющимися на стартовых площадках космодромов в настоящее время. Безусловно, устройство имеет потенциал, как в модернизации, так и внедрения в другие отрасли промышленности.

Библиографический список

1. А. с. № 2310160, кл. G 01 B 11/26. Устройство для измерения угла наклона / Маннапов А. Р., Салахутдинов Р. М. – URL: allpatents.ru
2. А. с. № 2419765, кл. G 01 B 21. Волоконно-оптический преобразователь углового перемещения / Караваев М. Р., Кунашев В. И., Михайлюк С. В., Непомнящих В. Г., Новиков П. А., Самойленко В. Н., Токарев А. Н. – URL: patenton.ru
3. А. с. № 2142117, кл. G 01 B 11/26. Микрорезонаторный волоконно-оптический датчик угловых перемещений / Бурков В. Д., Гориш А. В., Егоров Ф. А., Коптев Ю. Н., Кузнецова В. И., Малков Я. В., Потапов В. Т. – URL: sibpatent.ru
4. А. с. № 2142615, кл. G 01 H 9/00. Мультиплексная система автогенераторных микрорезонаторных волоконно-оптических датчиков физических величин / Бурков В. Д., Гориш А. В., Егоров Ф. А., Коптев Ю. Н., Кузнецова В. И., Малков Я. В., Потапов В. Т. – URL: sibpatent.ru
5. А. с. № 2548397, кл. G 01 C 9/12. Маятниковый датчик угла наклона / Шкуратов А. В. – URL: patents.ru
6. А. с. № 2440556, кл. G 01 C 9/06. Датчик угла наклона / Горбачев А. Е., Горбунов А. П., Громов В. В., Лаврищев Ю. Д., Петров И. Я., Рыбкин И. С., Хохлов А. И. – URL: sibpatent.ru
7. Гжиров, Р. И. Краткий справочник конструктора : справочник / Р. И. Гжиров. – Ленинград : Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1983. – 464 с.
8. Краткий физико-технический справочник. Т. 2 / под общ. ред. К. П. Яковлева. – Москва : Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 412 с.
9. Мурашкина, Т. И. Теория, расчет и проектирование волоконно-оптических измерительных приборов и систем : учеб. пособие / Т. И. Мурашкина. – Пенза : Изд-во ПГУ, 1999. – 133 с.
10. Гауэр, Дж. Оптические системы связи : пер. с англ. / Дж. Гауэр. – Москва : Радио и связь, 1989. – 500 с.
11. Transformation of Signals in the Optic Systems of Differenzial-type Fiber-Optic Transducers / T. I. Murashkina, E. A. Badeeva, O. V. Yurova, M. M. Savochkina, A. V. Motin // Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2016. – Vol. 11, Iss. 13. – P. 2853–2857.

12. Murashkina, T. I. Mathematical simulation of the optical system of a fiber-optic measuring micro motion converter with a cylindrical lens modulation element / T. I. Murashkina, A. V. Motin, E. A. Badeeva // Journal of Physics: Conference Series (JPCS): 012101 (January, 2017). – 2017. – Vol. 803 (1). – URL: elibrary.ru

13. Справочник конструктора оптико-механических приборов / под общ. ред. В. А. Панонова. – Ленинград : Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1980. – 742 с.

14. Гармаш, В. Б. Возможности, задачи и перспективы волоконно-оптических измерительных систем в современном приборостроении / В. Б. Гармаш, Ф. А. Егоров, Л. Н. Коломиец // Наука. Спецвып. «ФОТОН-ЭКСПРЕСС». – 2005. – № 6. – С. 128–140.

15. Нестеров, С. А. Проблемы механической обработки корпусных деталей специзделий / С. А. Нестеров, Д. А. Акимов, Н. Е. Артемова, А. С. Лемин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 2 (42). – С. 29–32.

С. П. Скиба, В. В. Евсеев, М. В. Пирожков, В. Н. Зинкин

ООО «Специальное конструкторское бюро "Виброприбор"», г. Таганрог, Россия

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ИЗМЕРЕНИЮ КРИТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ УДАРНО-АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В РАЗЛИЧНЫХ ЗОНАХ ТРАНСФОРМАЦИИ

Актуальность

Актуальность направления по изучению поражений, вызываемых воздушной ударной волной (ВУВ) и акустическим импульсом (АИ) обусловлена разработкой новых видов взрывчатых веществ, новых видов боеприпасов и др. В настоящее время на вооружении армий имеются самые различные боеприпасы, в которых ВУВ и АИ являются поражающими факторами.

При количественной оценке поражения, как правило, за основу берется величина избыточного давления во фронте ударной волны и величина импульса избыточного давления. ГОСТ В 25801-83 [1] предусматривается определение характеристик ВУВ, а ГОСТ Р 53567-2009 (ИСО 10843: 1997) [2] – АИ. Считаем, что этими документами не все предусмотрено для надежности измерения [3, 4]. При проведении испытаний взрывных процессов требуются измерения ВУВ и АИ не только в зонах ее поражающего действия, но и в зоне размещения персонала для обеспечения условий безопасности и населения [5, 6]. По мере удаления ВУВ от эпицентра взрыва происходит ее асимптотическая трансформация в АИ [7]. В настоящее время нет общепризнанных гигиенических нормативов, регламентирующих нагрузку высокоинтенсивного АИ, что создает риск для здоровья в результате ненормируемого воздействия ВУВ и АИ [8, 9].

Цель работы: определить критериальные параметры на различных этапах трансформации ВУВ в АИ и дать рекомендации по особенностям метрологического обеспечения лабораторных и полигонных испытаний взрывчатых веществ.

Особенности измерений критериальных параметров на различных этапах трансформации воздушной ударной волны в акустический импульс

ВУВ в процессе распространения проходит несколько этапов трансформации.

Зона ближнего действия взрыва. Зона до отрыва ВУВ от продуктов взрыва называется зоной ближнего действия взрыва. Чем медленнее происходит экзотермические

реакции в продуктах взрыва, тем больше радиус ближней зоны. При очень растянутом или порционном выделении тепла при взрыве ВУВ приобретает многоголовый профиль. В ближней зоне величина, идентифицируемая как тротиловый эквивалент, становится непостоянной и зависит от расстояния и вида измеренного параметра ВУВ. К основным определяемым параметрам относятся: максимальное избыточное давление во фронте ВУВ, удельный импульс и длительность (τ_+) фазы сжатия ВУВ. В качестве дополнительных для сравнительной оценки эффективности действия боеприпасов в контрольных точках могут определяться значения эквивалентной массы заряда ТНТ по максимальному избыточному давлению и по удельному импульсу. Критериальным параметром для оценки поражения в этой зоне является величина избыточного давления во фронте ударной волны.

Зона сформировавшейся ВУВ (дальняя зона взрыва). ВУВ в этой зоне преобразуется в волну обычного профиля и ее параметры рассчитываются по закону подобия взрывных волн. ВУВ – это область резкого сжатия среды, которая в виде сферического слоя распространяется во все стороны от места взрыва со сверхзвуковой скоростью без диссипативных потерь. Величина параметров ВУВ в основном зависит от мощности, вида взрыва и расстояния. Избыточное давление во фронте ударной волны и длительность фазы сжатия, в первую очередь, обуславливают поражающее действие ВУВ.

При организации измерения параметров ВУВ необходимо руководствоваться [1]. Однако ряд положений, изложенных в этом документе, требуют пояснения. Методы градуировки преобразователей, изложенные в [1], не обеспечивают гарантированной точности определения коэффициента чувствительности «величины К» преобразователей давления. Вместе с тем погрешность этого параметра во многих случаях является если не определяющей, то значительной по абсолютному значению в общей погрешности измерений параметров ВУВ. Если значение «величины К» является неопределенной, то и результаты измерений ΔP_m при испытаниях боеприпасов нельзя считать достоверными. Выход из создавшегося положения следует искать в применении методов и средств градуировки на лабораторных установках, которые гарантированно обеспечивают высокую точность определения коэффициента чувствительности датчиков давления.

Для градуировки преобразователей давления предлагаются различные установки в основном зарубежного производства. Например, калибраторы фирмы «PCB Piezotronics» (США) для градуировки в широком диапазоне давлений. Из отечественных следует обратить внимание на пневматический калибратор типа ВИА-103, разработанный в АО «СКБ «Виброприбор» (г. Таганрог) и предназначенный для лабораторных условий, и калибратор ВИА-103П – для полигонных испытаний. Одним из их преимуществ является дешевизна по сравнению с импортными калибраторами и надежность измерения [4, 10].

Критериальным параметром для оценки поражения в этой зоне являются величина избыточного давления во фронте ударной волны, длительность фазы сжатия и величина удельного импульса. Предпочтение нужно отдавать первому параметру с учетом небольшого диапазона колебаний величины длительности фазы сжатия.

Переходная зона ВУВ в акустическую. В соответствии с законом подобия взрывных волн по мере удаления от эпицентра взрыва ВУВ происходит ее трансформация в виде резкого снижения избыточного давления во фронте волны, уменьшение крутизны фронта, расширения фазы сжатия, замедление скорости распространения волны.

В научной литературе нет четкого описания количественных характеристик параметров ВУВ для этой зоны. Принято считать, что к этой категории нужно относить волны с избыточным давлением ниже 1 атм (194 кПа). С нашей точки зрения, эта величина является достаточно высокой. Приемлемой точкой отсчета для переходной зоны предлагаем величину избыточного давления во фронте волны менее 180 дБ (20 кПа) [5, 11]. При измерении параметров ВУВ в переходной зоне необходимо руководство

ваться [1], а также использовать другие критерии: скорость распространения ВУВ и колебательную скорость. Скорость распространения ВУВ в переходной зоне значительно снижается и стремится к скорости распространения звука в воздухе ($340 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$). Поэтому целесообразно использовать аппаратуру для измерения скорости звука в данной зоне, например метод интенсивности фиксированными приёмниками в антенне [12].

Критериальными параметрами в этой зоне является величина избыточного давления во фронте ударной волны, длительность фазы сжатия и величина удельного импульса.

Акустическая зона. На больших расстояниях от эпицентра взрыва ВУВ превращается в АИ, который по своим параметрам относится к импульсному шуму (ИШ). Высокоинтенсивный АИ (свыше 150 дБ) вызывает повреждения не только органа слуха, но и головного мозга и внутренних органов (легких) [5, 11]. При оценке ИШ чаще всего применяются амплитудно-временные параметры. Однако единых подходов к измерению ИШ не существует. При измерении ИШ в основном применяются амплитудно-временные характеристики без учета спектра шума. Однако данный подход не совсем правомочен для ИШ, когда в спектре доминируют низкие и инфразвуковые частоты, кроме того, в соответствии с [2] длительность различных фаз сжатия и разрежения импульса не определяется. Использование шкал «А» и «С» для нормирования ИШ не позволяет анализировать весь спектр воздействий. В качестве ориентировочного критерия нужно использовать длительность импульса. Если его величина превышает 50 мс, то это указывает на достаточно высокий уровень низких и инфразвуковых частот в спектре импульса, что требует использования шкалы «Лин» [4, 13]. Для измерения АИ с инфразвуковой компонентой в дальней зоне целесообразно использовать шумомеры фирмы Bruel & Kjaer Type 2250 или 2270 снабженные микрофонами Type 4193 (Дания). В качестве отечественного аналога можно рекомендовать шумомеры фирмы «Октава-Электрон Дизайн», (Октава-110А или Экофизика) с микрофонами ВМК- 206 (ООО «СКБ «Вибро-Прибор» г. Таганрог).

Критериальными параметрами для оценки потерь в этой зоне для АИ с высокочастотной компонентой является пиковый скорректированный по «С» уровень звука (уровень звука С), $L_{p, \text{Сpeak}}$, дБС, а АИ с инфразвуковой компонентой – эквивалентные по энергии УЗД за интервал времени равный одной секунде ($L_{\text{экв.}, 1}$ Лин), в дБ.

Заключение

В большинстве случаев основным поражающим фактором взрыва является ВУВ, которая при распространении от эпицентра взрыва трансформируется в АИ. Условно можно выделить четыре зоны ее трансформации. Количественная оценка критериальных параметров ВУВ и АИ должна проводиться в соответствии с действующими нормативными документами и методами с использованием прецизионной аппаратуры. Это позволяет прогнозировать характер потерь и определять зону безопасности для персонала.

Библиографический список

1. ГОСТ В 25801–83. Боеприпасы. Метод определения характеристик и параметров воздушной ударной волны при взрыве боеприпаса.
2. ГОСТ Р 53567–2009 (ИСО 10843: 1997). Методы описания и измерения единичного импульса или последовательностей импульсов.
3. Косяков, С. И. Инструментальные искажения формы взрывной волны в воздухе / С. И. Косяков, А. Н. Самоваров, Н. М. Сильников // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2019. – № 3-4. – С. 105–111.
4. Пирожков, М. В. Рекомендации по совершенствованию измерения воздушной ударной волны и акустических импульсов при взрыве / М. В. Пирожков, С. П. Скиба, В. В. Евсеев, С. П. Драган // Защита от повышенного шума и вибрации : сб. докл. VII Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием. – Санкт-Петербург, 2019. – С. 175–179.

5. Зинкин, В. Н. Обоснование использования средств защиты от вредного действия импульсного шума при стрельбе из стрелкового оружия и средств ближнего боя / В. Н. Зинкин, И. М. Ахметзянов, С. М. Логаткин // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2012. – № 3-4. – С. 64–71.
6. Зинкин, В. Н. Актуальные проблемы защиты населения от низкочастотного шума и инфразвука / В. Н. Зинкин, С. К. Солдатов, А. В. Богомолов, С. П. Драган // Технология гражданской безопасности. – 2015. – Т. 12, № 1 (43). – С. 90–96.
7. Косяков, С. И. О трансформации интенсивных нелинейных волн в воздухе в акустические возмущения / С. И. Косяков, А. Н. Самоваров, Н. Н. Васильев // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2016. – № 7-8. – С. 57–63.
8. Зинкин, В. Н. Влияние высокоинтенсивного авиационного шума на заболеваемость инженерно-технического состава военно-воздушных сил / В. Н. Зинкин, В. В. Квасовка, С. К. Солдатов // Военно-медицинский журнал. – 2008. – Т. 329, № 2. – С. 59–63.
9. Зинкин, В. Н. Особенности патологического действия авиационного шума на орган слуха инженерно-технического состава авиации / В. Н. Зинкин, В. Г. Миронов, С. К. Солдатов, П. М. Шешегов // Российская отоларингология. – 2007. – № 6 (31). – С. 69–74.
10. Пирожков, М. В. Рекомендации по совершенствованию точности градуировки средств измерения избыточного давления воздушной ударной волны / М. В. Пирожков, В. В. Евсеев, С. П. Скиба // Актуальные проблемы защиты и безопасности : сб. докладов XXII Всерос. науч.-практ. конф. – Санкт-Петербург, 2019. – Т. 5. – С. 576–588.
11. Ахметзянов, И. М. Импульсный шум при стрельбе из стрелкового оружия и средств ближнего боя как фактор военного труда / И. М. Ахметзянов, В. Н. Зинкин, С. М. Логаткин // Военно-медицинский журнал. – 2012. – Т. 333, № 6. – С. 52–58.
12. Евсеев, В. В. Применение интенсивметрической антенны для мониторинга и локализации источников шума / В. В. Евсеев, С. А. Петров, М. В. Пирожков, С. П. Скиба // Экология и безопасность жизнедеятельности промышленно-транспортных комплексов ELPIT : сб. тр. VI Междунар. конгресса. – 2017. – Т. 4. – С. 59–66.
13. Драган, С. П. Обоснование предельно допустимых уровней звукового давления импульсного акустического воздействия для обеспечения условий безопасности обслуживающего персонала при испытании специальных средств / С. П. Драган, О. А. Григорьев, Г. Г. Ерофеев // Вопросы оборонной техники. Сер. 16, Технические средства противодействия терроризму. – 2014. – № 11-12. – С. 64–71.

В. Н. Якимов¹, Р. Ш. Ибатов²

¹Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

²ЗАО «Нефтебазстрой», г. Самара, Россия

ОПЕРАТИВНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАССЫ СВЕТЛЫХ НЕФТЕПРОДУКТОВ ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ОПЕРАЦИЙ СЛИВА И НАЛИВА

На текущий момент в нефтяной отрасли сложилась потребность в повышении точности прямых измерений массы светлых нефтепродуктов. Кроме того, существующие на нефтебазах методики определения технологических потерь от неплотности оборудования при приёме и отпуске нефтепродуктов дают завышенные на 20–30 % результаты.

Точно учитывать массу нефтепродуктов можно только по весу в килограммах и тоннах, но достоверно определить его в большинстве случаев проблематично. Это объясняется тем, что в современной нефтяной отрасли учет массы светлых нефтепродуктов в основном осуществляется косвенным способом.

Технология слива на практике выглядит следующим образом:

1) при поступлении нефтепродуктов по трубопроводу масса определяется расчетным путем с использованием счетчиков объема или путем проведения замеров в приемных резервуарах, куда сливается поступившая продукция;

2) при сливе железнодорожных цистерн масса нефтепродуктов определяется с помощью калибровочных таблиц, составленных на каждый тип цистерны;

3) при сливе из автомобильных цистерн масса нефтепродуктов определяется на основе данных об уровне перелива/недолива в горловине цистерны, а также на основе паспортов, изготовленных на каждую секцию принимаемой автоцистерны с указанием полного объема и диаметра горловины.

При наливе (отпуске) нефтепродуктов в автомобильные цистерны масса определяется расчетным путем с использованием счетчиков объема, метроштоков и градуировочных таблиц с корректировкой по плотности и температуре. Для этого необходимо выполнение целого ряда различных измерений, а именно:

- 1) замер уровня наполнения цистерны;
- 2) замер уровня «подтоварной» воды;
- 3) измерение уровня перелива/недолива относительно нулевого уровня (планки), установленного в горловине цистерны;
- 4) замер плотности нефтепродуктов;
- 5) измерение температуры отпускаемых нефтепродуктов;
- 6) измерение температуры окружающего воздуха и температуры, при которой проводилось измерение плотности нефтепродуктов.

Вследствие того, что такой подход требует выполнения нескольких последовательных операций, повышается время обработки данных и погрешность измерения.

На некоторых объектах применяются весы для взвешивания непосредственно автомобильных или железнодорожных цистерн. Нормативная погрешность измерений массы при данном методе составляет [1]:

- 1) для расцепленных железнодорожных цистерн и автоцистерн – 0,40 %;
- 2) для движущихся сцепленных железнодорожных цистерн и автоцистерн – 0,50 %.

Вопросы точного, оперативного учёта и экономии нефтепродуктов являются во многом определяющими для нашей страны, особенно в виду того, что энергоёмкость отечественной промышленности существенно превосходит аналогичный показатель зарубежных стран.

Выше изложенные проблемы актуальны для действующих и проектируемых объектов нефтяной отрасли. Для ее решения применяется система измерения комбинированного верхнего и нижнего дозированного налива, оснащенная счетчиком-расходом.

В этих условиях нельзя недооценивать и важность применения автоматизированных систем управления предприятием (АСУП) при учете нефтепродуктов во время операций по приему и отпуску.

При использовании расходомера погрешность измерения массы на участке приема и налива составляет 0,25 % по массе, 0,25 %; по объему, $0,5 \text{ кг/см}^3$ по средней плотности продукта и $0,5^\circ\text{C}$ по средней температуре [1–4].

Регулировка расхода и поддержание постоянной производительности налива осуществляется программным путем и позволяет производить настройку расхода для конкретного технологического трубопровода объекта, с учетом высоты взлива в резервуаре и минимизировать гидроудары, что увеличивает точность дозирования.

В виду того, что участки слива-налива – это взрывоопасная зона, оборудование применяется взрывозащищенного исполнения «Ex», имеет комбинированный вид взрывозащиты «взрывонепроницаемая оболочка» входная и выходная «искробезопасная электрическая цепь» уровня «ib».

На участках приема и налива используется система измерения комбинированного верхнего и нижнего дозированного налива маловязких неагрессивных жидкостей с коммерческим учетом в объемных и массовых единицах, АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] в комплекте с расходомером, с насосом, с входной лестницей и перекидным трапом, обслуживающая один отсек автоцистерны с одной стороны наливного островка.

АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] изготовлена согласно требованиям промышленной безопасности и обеспечивает максимальную безопасность при операциях слива-налива нефтепродуктов.

В качестве измерительной системы на АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] используется кориолисовый расходомер Proline Promass 80F.

Измерительная система состоит из трансмиттера и сенсора. Имеется два разных варианта исполнения расходомера. Первый вариант представляет собой компактное исполнение, при котором трансмиттер и сенсор составляют единую механическую конструкцию. Второй вариант представляет собой раздельное исполнение, когда трансмиттер и сенсор устанавливаются физически раздельно и связаны между собой кабелем.

Измерение плотности определяется по колебательным процессам измерительных трубок, которые всегда возбуждаются на их резонансной частоте. Изменение массы и, следовательно, плотности колеблющейся системы (состоящей из измерительных трубок и среды) приводит к соответствующей автоматической регулировке частоты колебаний. Следовательно, резонансная частота является функцией плотности среды. Эта зависимость используется в микропроцессоре для получения сигнала плотности.

Для расчета компенсации температурного воздействия замеряется температура измерительных трубок. Этот сигнал соответствует температуре процесса и также используется в качестве выходного сигнала.

Для управления АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] используется программное обеспечение «АРМ оператора налива и слива» производства ОАО «Промприбор» [5].

АСУП позволяет оператору без затруднений контролировать до пятнадцати происходящих одновременно процессов налива или слива нефтепродуктов. По сравнению с использованием пультов дистанционного управления значительно снижается нагрузка на оператора и увеличивается производительность труда.

В ходе технологического процесса ведется журнал событий, позволяющий в любой момент времени восстановить хронологию работы АСН-6ВНГ модуль Ду100 [5] и действий оператора.

Для управления вышеуказанными системами используется программное обеспечение и АРМ. Это обеспечивает дополнительные возможности:

- 1) программы сторонних производителей могут связываться с АРМ по интерфейсам через таблицы базы данных;
- 2) доступ к измерительной информации по локальной сети объекта или через Интернет, в том числе с мобильных устройств (планшеты, смартфоны и т.д.) по Wi-Fi;
- 3) автоматическая регистрация поставок топлива с уведомлением по E-mail.

Передача и обработка данных измерительных сигналов осуществляется с использованием бинарного стохастического квантования. Данный вид квантования позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности. Результат бинарного знакового аналого-стохастического квантования можно рассматривать как непрерывный во времени знаковый (телеграфный) сигнал, ограниченный по уровню значениями «-1» и «+1» [6–8]. Такой сигнал устойчив к внешним помехам.

Кроме того, внедрение автоматизированной системы коммерческого учета позволяет реализовать:

- 1) передачу данных в автоматическом режиме на АРМ оператора;
- 2) обеспечить коммерческий учет каждой отпущенной дозы продукта и бренда;

3) минимизировать ручные операции и человеческое влияние на измерения.

Вследствие этого разработанный вариант измерения и определения массы светлых нефтепродуктов при выполнении операций слива и налива находит применение при реконструкции и новом проектировании складов горюче-смазочных материалов и прочих объектов нефтяной отрасли.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-08-00228 А).

Библиографический список

1. ГОСТ Р 8.595–2004. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Масса нефти и нефтепродуктов. Общие требования к методикам выполнения измерений. – Взамен ГОСТ Р 8.595–2002; введ. 2005-11-01. – Москва : Стандартинформ, 2018. – 24 с.
2. ГОСТ 8.417–2002. Государственная система обеспечения единства измерений. Единицы величин. – Взамен ГОСТ 8.417–81; введ. 2003-09-01. – Москва : Стандартинформ, 2018. – 33 с.
3. ПР 51-00159093-012–2000. Организация и порядок проведения метрологической аттестации и калибровки измерительных каналов систем агрегатной автоматики. – Введ. 2000-05-03. – Москва : Изд-во стандартов, 2005. – 25 с.
4. Рекомендация ГСОЕИ. Методы экспериментального определения и контроля характеристик погрешности измерительных каналов измерительных систем и измерительных комплексов: МИ 2440-9. – Взамен МИ 2313-94; введ. 1997-12-29. – Москва : Изд-во Госстандарта России, 2013. – 29 с.
5. Система измерительная АСН-6ВНГ Модуль Ду100. – URL: http://www.azstrastroy.ru/catalogue/tank_farm/autofilling/asn/kombinirovannyj_naliv_vng/asn6vng/ (дата обращения: 03.01.2020).
6. Якимов, В. Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов / В. Н. Якимов // Известия Самарского научного центра РАН. – 2016. – Т. 18. – № 4 (7). – С. 1346–1353.
7. Якимов, В. Н. Цифровое оценивание спектральной плотности мощности на основе знакового стохастического квантования непрерывных процессов / В. Н. Якимов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 12. – С. 60–64.
8. Якимов, В. Н. Знаковый алгоритм анализа спектра амплитуд и восстановления гармонических составляющих сигналов в условиях присутствия некоррелированных фоновых шумов / В. Н. Якимов, А. В. Машков // Научное приборостроение. – 2017. – Т. 27, № 2. – С. 83–90.

А. В. Поспелов

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ В ВОЛНОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ГИРОСКОПАХ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ГИРОСКОПА

Волновыми твердотельными гироскопами (ВТГ) называются устройства для измерения углов поворота и угловой скорости, реализованные на взаимодействии эффектов Брайана и Кориолиса, в результате которого в кромке осесимметричного резонатора формируется стоячая волна деформаций, пространственное положение которой относительно заданной системы координат пропорционально измеряемым параметрам.

Рабочие волновые процессы в резонаторе ВТГ, представляющем собой цилиндрическую или полусферическую оболочку из металла, кварца, пьезокерамики и т.д.,

формируются суперпозицией двух независимых модальных колебаний – первичной моды (возбуждения) и вторичной моды (измерения) вдоль осей жесткости резонатора.

Несовершенство изготовления одной из основных деталей – резонатора как осесимметричного тела приводит к эффектам взаимосвязи жесткостей и добротностей (демпфирования) в ортогональных направлениях колебаний и, как следствие, к ухудшению дрейфовых характеристик. Минимизация указанных перекрестных связей является одной из наиболее сложных проблем разработки ВТГ. Известным способом решения проблемы является так называемая механическая балансировка резонаторов, заключающаяся в удалении лишней массы по определенному геометрическому направлению. Недостатками способа являются высокая трудоемкость и низкая эффективность, связанные с непредсказуемыми результатами в изменяющихся условиях эксплуатации.

Автором исследован прямой путь модуляции сигналов возбуждения сигналами, пропорциональными влиянию перекрестных связей, но его использование требует разработки специальных законов и систем управления ВТГ на основе оптимизации режимов работы электромеханической конструкции гироскопа. К числу таких законов относится, например, система управления обратной связью ВТГ по угловой скорости, что повышает точность гироскопа и расширяет частотный диапазон измерений. В этом режиме работы ВТГ измеренная амплитуда колебаний кромки резонатора непрерывно контролируется и за счет действия электромеханической обратной связи постоянно устанавливается в нулевое состояние. При исследовании установлено, что одним из недостатков подобного управления является то, что действие перекрестных связей, возникающих при наличии разноточности, физически неотличимо от действия измеряемой скорости и приводит к появлению значимых систематической и случайной составляющих смещения нуля, которые к тому же могут изменяться при изменениях температуры и в процессе старения.

Для исключения влияния таких факторов, относящихся к числу неизмеряемых в силу сложности их идентификации в составе измеряемых сигналов, предлагается использование адаптивных законов управления, или законов, изменяющихся в зависимости от изменения неконтролируемых сигналов.

Одним из методов идентификации дефектов в составе измерительных сигналов является принцип адаптивного управления на основе наблюдателей состояния. Наблюдателем состояния является модель, подключенная параллельно к объекту управления и получающая непрерывную информацию об изменениях регулирующего воздействия и регулирующей величины. При этом в системе не формируются дополнительные измерительные сигналы, но в регулятор вводится корректирующее устройство, в результате чего образуется новый регулятор, работающий в обычной одноконтурной схеме [1, 2].

Основными параметрами для наблюдения в ВТГ являются изменения во времени или динамика четырех контролируемых переменных – положения стоячей волны θ , квадратного движения Q , энергии колебаний E и дрейфа опорной фазы φ .

Перечисленные переменные вычисляются в контроллере управления ВТГ, вследствие чего имеется доступ для наблюдения за их динамикой, что и позволяет строить на ее основе системы адаптивного управления, в том числе системы, основанные на использовании эталонной модели гироскопа.

При этом задача управления формализуется следующим образом: уравнение движения резонатора с неизвестными параметрами D , K , Ω , эквивалентное динамическому уравнению резонатора ВТГ, как парциального осциллятора второго порядка [2], записывается в виде векторного уравнения:

$$\ddot{g} + D\dot{g} + kg = f - 2\Omega\dot{g}, \quad (1)$$

$$g = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \quad f = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix}, \quad \Omega = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega \\ \Omega & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} d_{xx} & d_{xy} \\ d_{xy} & d_{xx} \end{bmatrix}, \quad k = \begin{bmatrix} \omega_x^2 & \omega_{xy} \\ \omega_{xy} & \omega_y^2 \end{bmatrix},$$

где x, y – перемещение кромки резонатора; f_x, f_y – управляющие силы; Ω – измеряемая угловая скорость; d_{xx}, d_{xy} – коэффициенты затухания колебаний с учетом разносторонности; $\omega_x, \omega_y, \omega_{xy}$ – собственные частоты и их различия; g – вектор измеряемого перемещения кромки; D – матрица усредненного коэффициента демпфирования; k – матрица усредненной жесткости; Ω – кососимметричная гироскопическая матрица.

Закон обобщенного управления силами f на основе измерений g и $\dot{g}$ действует при условии, что Ω оценивается правильно и ограничена пределами диапазона измерений, например в пределах ± 300 °/с. Отмечается, что в постановке задачи нет операции непосредственного измерения скорости.

Предположим также, что наблюдатель в виде эталонной траектории имеет вид:

$$\ddot{g}_m + k_m g_m = 0. \quad (2)$$

Здесь индекс m обозначает принадлежность к эталону.

При этом закон адаптивного управления f при измерении скорости имеет вид:

$$f = \hat{D} \dot{g}_m + \hat{R} g_m + 2\hat{\Omega} \dot{g}_m + \tau_0, \quad (3)$$

где $\hat{R}, \hat{D}, \hat{\Omega}$ – оценки R, D, Ω , $\tau_0 = -\gamma \dot{e}_p$, $e_p = g - g_m$, $\dot{e}_p = -\dot{g}_m$, $\gamma = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2\}$.

С учетом этого законы адаптации параметров имеют вид:

$$\hat{R} = \frac{1}{2} \gamma_R (\tau_0 g_m^T + g_m \tau_0^T),$$

$$\hat{D} = \frac{1}{2} \gamma_D (\tau_0 \dot{g}_m^T + \dot{g}_m \tau_0^T),$$

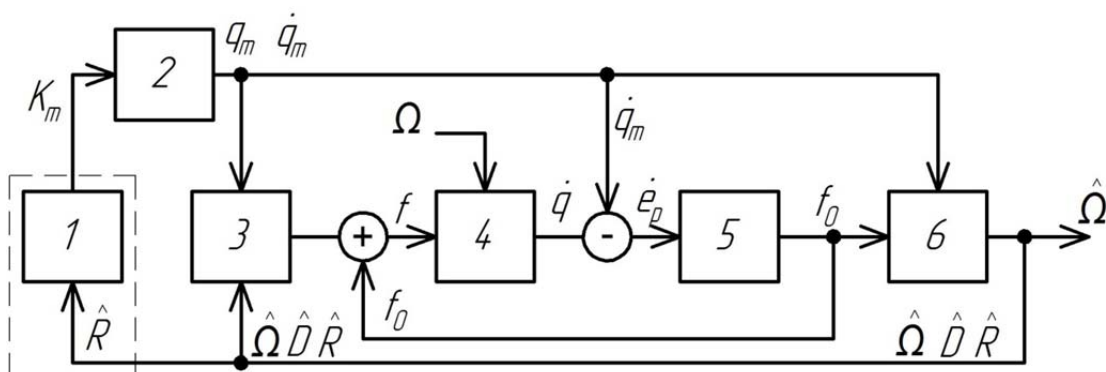
$$\hat{\Omega} = \gamma_{\Omega} (\tau_0 \dot{g}_m^T - \dot{g}_m \tau_0^T).$$

Здесь $\gamma_R, \gamma_D, \gamma_{\Omega}$ – коэффициенты усиления оценок R, D, Ω .

В этом случае согласно [3] добавление производной от ошибки e_p без изменения динамики гироскопа приводит к тому, что сама ошибка траектории и ее производные сходятся к нулю.

Из этого следует также вывод о том, что работа гироскопа при $\omega_1 \neq \omega_2$ обладает достаточной устойчивостью возбуждения для обеспечения процесса идентификации основных дефектов изготовления и исключения их влияния на нестабильность смещения нуля, что соответствует реализации процесса самокалибровки.

На основе использования математических моделей (1) – (4) разработана структурная схема ВТГ, представленная на рис. 1.



1 – алгоритм модификации эталонной модели; 2 – эталонная модель; 3 – контроль прямой связи, 4 – ВТГ; 5 – контроль обратной связи; 6 – алгоритм адаптации параметров

Рис. 1. Структурная схема ВТГ с адаптивным управлением на основе использования эталонной модели

Согласно структурной схеме ошибка траектории, ошибка оценки траектории и динамика ошибки оценки траектории задается в пространстве состояний следующим образом:

$$\dot{x}_0 = A_0(t) + A_u x_0 + G_0 W_0, \quad (5)$$

где $x_0 = [e_p \quad \dot{e}_p \quad \tilde{g}_p \quad \tilde{g}_v \quad \tilde{\theta}]^T$, $W_0 = [n]^T$, $A_0(t)$ – изменяющийся во времени член, зависящий от усиления наблюдателя, управляющих усиления γ_1, γ_2 , параметров $g_m, \dot{g}_m, k_m, A_u$ – неизвестный во времени член, зависящий от параметров R, D, Ω и G_0 – матрица распределения шума, зависящая от $L, \gamma, g_m, \dot{g}_m$.

Моделированием представленной структуры установлено:

- 1) $A_0(t)$ является периодической матрицей с известным периодом $T = 4\pi^2/\omega_1\omega_2$;
- 2) D, R, Ω имеют малые значения;
- 3) управляющие коэффициенты γ_1, γ_2 и коэффициенты усиления наблюдателей L_1, L_2 связаны между собой. Указанная взаимосвязь резко ослабляется при сближении значений ω_1, ω_2 . Это условие достаточно точно выполняется в ВТГ за счет эффективной работы системы компенсации квадратуры.

Подтверждено, что если в эталонной модели выполнить условие $x_0\omega_1=y_0\omega_2$, можно независимо регулировать динамику оценки угловой скорости и динамику оценки дефектов резонатора.

Выводы:

В результате исследования структуры ВТГ с адаптивным управлением показана возможность совершенствования дрейфовых характеристик ВТГ за счет компенсации неизмеряемых параметров ВТГ, таких как дрейфы разночастотности и разнодобротности (D, K), а также отслеживать и компенсировать их изменения в процессе эксплуатации.

Библиографический список

1. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы : учеб. пособие для вузов / А. Г. Александров. – Москва : Высш. шк., 1989. – 263 с.
2. Дружинина, М. В. Методы адаптивного управления нелинейными объектами по выходу / М. В. Дружинина, В. О. Никифоров, А. А. Фрадков // Автоматика и телемеханика. – 1996. – Вып. 2. – С. 3–33.
3. Friedland, B. A simple nonlinear observer for estimating parameters in dynamic systems / B. Friedland // 12th Triennial World Congress. – Sydney, Australia, 1993. – URL: goodreads.com

А. А. Коноваленко¹, А. И. Нефедьев^{1,2}, Д. И. Нефедьев³

¹Волгоградский государственный технический университет, г. Волгоград, Россия

²Волгоградский государственный университет, г. Волгоград, Россия

³Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИОНИЗАЦИОННЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ ПЛАМЕНИ

Процесс сгорания является сложным, неоднородным и случайным процессом. В то же время, получение малотоксичного горения часто возможно в небольшом диапазоне составов воздушно-топливных смесей при определенной температуре процесса сгорания. Для этого должны точно поддерживаться необходимые условия горения [1, 2]. При прекращении горения, и в некоторых случаях при отрыве факела от горелки, дол-

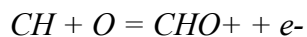
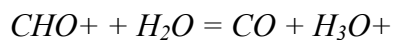
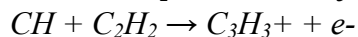
жен быть незамедлительно выдан сигнал на прекращение подачи топлива. Из-за нестационарности процесса горения возникают сложности в использовании некоторых типов датчиков для непосредственного контроля процесса горения. Известно, что пламя состоит из плазмы, которая является электропроводной средой. Исследования в данной области начали проводиться в середине прошлого века, что привело к лучшему пониманию физики процесса горения. В настоящее время существует и успешно используются системы контроля горения, в состав которых входят датчики пламени на основе явления электропроводности. Такие датчики применяются, например, в нагревательных котлах для контроля рабочего режима. Таким образом, датчики контроля пламени – один из важнейших факторов безопасной работы котельной.

Система автоматической защиты отопительного котла включает в себя множество датчиков и устройств, но наиболее значимым является датчик контроля наличия пламени, который позволяет осуществить безопасную эксплуатацию котла, а также обеспечить автоматическую блокировку подачи топлива в горелки котла при возникновении нештатной ситуации. В связи с тенденцией перевода отопительных котельных на работу без постоянного дежурного персонала существенно возрастают требования к надежности работы автоматики котла.

Очень часто для контроля наличия пламени применяется метод ионизации, который заключается в наблюдении за электрическими свойствами пламени. Датчики контроля пламени в таком случае называют датчиками ионизации, а принцип их работы основан на том, что они фиксируют электрические характеристики пламени.

Работа ионизационных датчиков контроля пламени основана на эффекте электрической проводимости пламени под действием разности потенциалов, приложенной к корпусу горелки и электроду датчика. В пламени, как в низкотемпературной плазме, всегда присутствуют свободные электроны и ионы. Под действием разности электрических потенциалов начинается движение этих частиц, т.е. Возникает электрический ток. Этот ток ионизации фиксируется устройством управления, причем наличие тока свидетельствует о наличии пламени.

Механизмам кинетики горения углеводородов посвящено множество исследований [1, 2]. В том числе исследуются механизмы образования заряженных частиц. Существует достаточно большое количество как экспериментальных исследований ионизации пламени, так и исследований, посвященных теоретическому моделированию ионизации пламени. В этих работах исследуется ионизация метанового пламени, или другого углеводородного топлива в условиях гомогенного воспламенения. Основными ионами в пламени являются CHO^+ и H_3O^+ , что показано в реакциях:



При этом характерно, что для метановоздушного пламени основными частицами, обуславливающими проводимость пламени, являются разные ионы, зависящие от состава топлива, причем их количество может измеряться десятками.

В основу системы контроля за наличием пламени в топке котла [3, 4] положена возможность работы данной системы от резервного источника питания при отсутствии напряжения в электросети.

Структурная схема системы контроля за наличием пламени приведена на рис. 1.

На датчик ионизации (ди) подано относительно высокое напряжение (100-300 в), которое обеспечивает возникновение ионного тока при наличии ионов в пламени. Это напряжение вырабатывает преобразователь напряжения (пн), представляющий собой высокочастотный генератор, работающий на частоте 50 кгц. Высокочастотное напряжение выпрямляется, сглаживается и подается на электрод датчика ионизации. Преобразователь напряжения пн питается от источника питания ип с выходным напряжением 12 в.

Параллельно источнику питания включен аккумулятор (акк) для организации резервного питания при отключении напряжения электросети (~220 в).

Наличие питания от аккумулятора позволяет отключить подачу топлива в котел при отключении сетевого напряжения. Сигнал с датчика ионизации подается на усилитель (у), и далее – на формирователь (ф), на выходе которого формируется сигнал логического уровня. Данный сигнал подается на микроконтроллер (мк), где он обрабатывается в соответствии с заложенной в него программой. На выходе микроконтроллера формируется сигнал управления клапаном подачи топлива в котел.

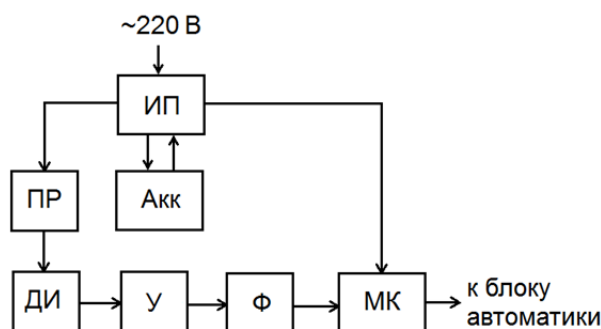


Рис. 1. Структурная схема системы контроля пламени

Электрическая схема усилителя тока ионизации и формирователя цифрового сигнала, входящих в экспериментальный стенд, приведены на рис. 2.

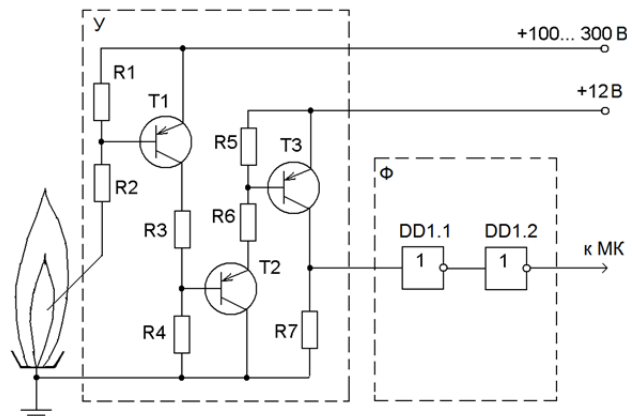


Рис. 2. Электрическая схема усилителя тока ионизации и формирователя сигнала

Усиление тока ионизации происходит в трехкаскадном транзисторном усилителе, собранном на транзисторах т1-т3. Первый усилительный каскад питается от высокого напряжения 100–300 в, получаемого при помощи инвертора из напряжения питания 12 в. Второй и третий усилительные каскады питаются от напряжения 12 в. Все три усилительных каскада соединены последовательно по току, и работают без начального смещения. Такое решение позволило преобразовать пульсацию проводимости пламени в последовательность импульсов напряжения на выходе усилительных каскадов. Выходное напряжение усилителя, которое представляет собой падение напряжения на резисторе г7, можно рассчитать по формуле

$$U_{OUT} = R_7 \cdot \left(\left(\left(I_0 - \frac{U_{be}^{T1}}{R_1} \right) h_{21}^{T1} - \frac{U_{be}^{T2}}{R_4} \right) h_{21}^{T2} - \frac{U_{be}^{T3}}{R_5} \right) h_{21}^{T3}$$

где i_0 – ток ионизации, u_{be} – напряжение перехода база-эмиттер транзистора, h_{21} – коэффициент усиления тока транзистора.

Последовательно с усилителем тока включен каскад, преобразующий выходной сигнал усилителя ионного тока в сигнал логического уровня прямоугольной формы. Этот каскад состоит из двух последовательно включенных логических инверторов. Затем амплитуда импульсов уменьшается до уровня 5в, необходимого для работы микроконтроллера. По частоте следования импульсов, и по их длительности микроконтроллер принимает решение о характере процесса горения воздушно-топливной смеси. А при отсутствии импульсов на выходе формирователя в течение 1 секунды микроконтроллер выдает сигнал на блок автоматики для отключения подачи топлива в котел.

На рис. 3 приведена осциллограмма напряжения на коллекторе транзистора t_1 при нахождении электрода датчика на границе факела.



Рис. 3. Напряжение на коллекторе транзистора t_1 (электрод датчика на границе факела)

Из осциллограммы видно, что амплитуда импульсов напряжения нестабильна, что определяется изменением проводимости пламени на границе факела. Несмотря на то, что амплитуда сигнала уменьшилась, сигнал на коллекторе транзистора t_3 , и на выходе формирователя имеется. Это показывает, что чувствительность датчика ионизации довольно высокая, и ее достаточно для уверенного обнаружения пламени на границе факела. Увеличение амплитуды импульсов напряжения при работе в этом режиме достигается увеличением напряжения питания первого усилительного каскада на транзисторе t_1 .

Одним из направлений повышения надёжности котельных установок является использование систем микроконтроллерного управления, позволяющих оценивать достоверность сигналов с различных датчиков, и принимать взвешенные решения. Также по сигналам датчиков может быть сделана оценка наличия признаков зарождения аварийного режима работы котла, и в этом случае время, необходимое для отключения подачи топлива, значительно уменьшается. Последовательность импульсов напряжения, поступающих с формирователя, обрабатывается микроконтроллером. Микроконтроллер принимает решение о наличии или отсутствии пламени, и выдает команду на электромагнитный клапан, регулирующий подачу топлива в котел.

Исследование датчика факела показало его высокую чувствительность и подтвердило его ожидаемые характеристики. Результаты испытаний подтвердили надежность обнаружения пламени в различных режимах работы отопительного котла и при различных возможных положениях электрода датчика. Результаты исследований позволяют использовать данное устройство в составе систем контроля факела отопительных котлов и промышленных печей.

Библиографический список

1. Torkil, Holm. Aspects of the mechanism of the flame ionization detector / Holm Torkil // Journal of Chromatography. – 1999. – Vol. 842, Iss. 1–2 (21 May). – P. 221–227.
2. Improving ion current of sparkplug ion sensors in HCCI combustion using sodium, potassium, and cesium acetates: Experimental and numerical modeling / R. H. Butt, Y. Chen, J. H. Mack, S. Saxena, R. W. Dibble, J.-Y. Chen // Proceedings of the Combustion Institute. – 2015. – Vol. 35, Iss. 3. – P. 3107–3115.
3. Пат. 186367 Российская Федерация, МПК F 23 N 5/08. Датчик контроля наличия пламени / Нефедьев А. И., Коноваленко А. А. ; опубл. 16.01.2019, Бюл. № 2.
4. Нефедьев, А. И. Датчик пламени для котельной установки / А. И. Нефедьев, А. А. Коноваленко // Молодой учёный. – 2019. – № 11. – URL: <https://moluch.ru/archive/237/55131/>

П. К. Кузнецов, В. И. Батищев, Б. В. Мартемьянов

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ НАВИГАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НАБЛЮДЕНИЯ

Космические аппараты наблюдения (КАН) являются важнейшим источником информации о состоянии среды обитания человека. В настоящее время в России находится в эксплуатации и постоянно совершенствуется система мониторинга Земли, основу которой составляет группировка КАН типа «Аист-2». Группировка проводит съемку земной поверхности в нескольких спектральных диапазонах излучения, включая ближний инфракрасный диапазон. Получаемая видеoinформация позволяет делать выводы качественного характера об экологическом состоянии зон наблюдения. Для превращения этой информации в измерительную необходимо осуществить ее точную привязку к географическим координатам и проводить регулярную калибровку бортовой оптико-электронной аппаратуры. Привязка и калибровка осуществляется с использованием специального программного обеспечения, одним из элементов которого является программа выявления колебаний и вибраций фокальной плоскости космического телескопа, имеющих место в процессе съемки.

Доклад посвящён решению последней из перечисленных задач – задаче определения амплитуд и частот колебания фокальной плоскости телескопа, имеющих место на маршруте съемки. Обычно для решения этой задачи используется служебная информация, получаемая бортовыми датчиками угловых скоростей (ДУС). Но такой способ получения информации о параметрах вибраций является косвенным, поскольку фокальная плоскость и платформы с ДУС конструктивно разнесены и связаны недостаточно жестко, поэтому получаемая информация в высокочастотных колебаниях (от 10 Гц и выше) не всегда достоверна. В докладе предлагается методик апостериорного, но непосредственного, измерения колебаний фокальной плоскости на основе анализа получаемых изображений подстилающей поверхности. В предлагаемом способе измерения используется видео информация, получаемая с двух оптико-электронных преобразователей (ОЭП), расположенных на фокальной плоскости на некотором расстоянии друг от друга, но так, что ими сканируется практически одна и та же область земной поверхности. Идея способа состоит в измерении время пролета точек изображения между двумя ОЭП. Такой подход к определению параметров движения изображений известен. Для решения

рассматриваемой задачи идентификации параметров вибраций, которые имеют значения долей микрометра, необходимо научиться определять смещение изображений, получаемых от двух ОЭП с точностью до десятых и сотых долей пикселя, чего до сих пор не умели делать. Здесь предлагается использовать метод функционализации параметров изображения [1, 2, 3] для проведения таких точных измерений. В указанных работах получено обобщенное уравнение оптического потока (векторного поля скоростей движения изображений), которое устанавливает связь параметров движения с измеримыми характеристиками изображений: характеристиками, вычисляемыми на подобластях изображения ненулевой площади, чем обеспечивается высокая точность измерений.

Исследование динамики фокальной плоскости

Исследование динамики фокальной плоскости проводилось для КАН «Аист-2Д».

На представленных ниже графиках по оси ординат отложены значения в пикселях.

На рис. 1 представлены две диаграммы параметров b_x поперечных колебаний, полученных одновременно для двух различных пар ОЭП. По оси абсцисс отложены номера строк изображения (масштабированное время).

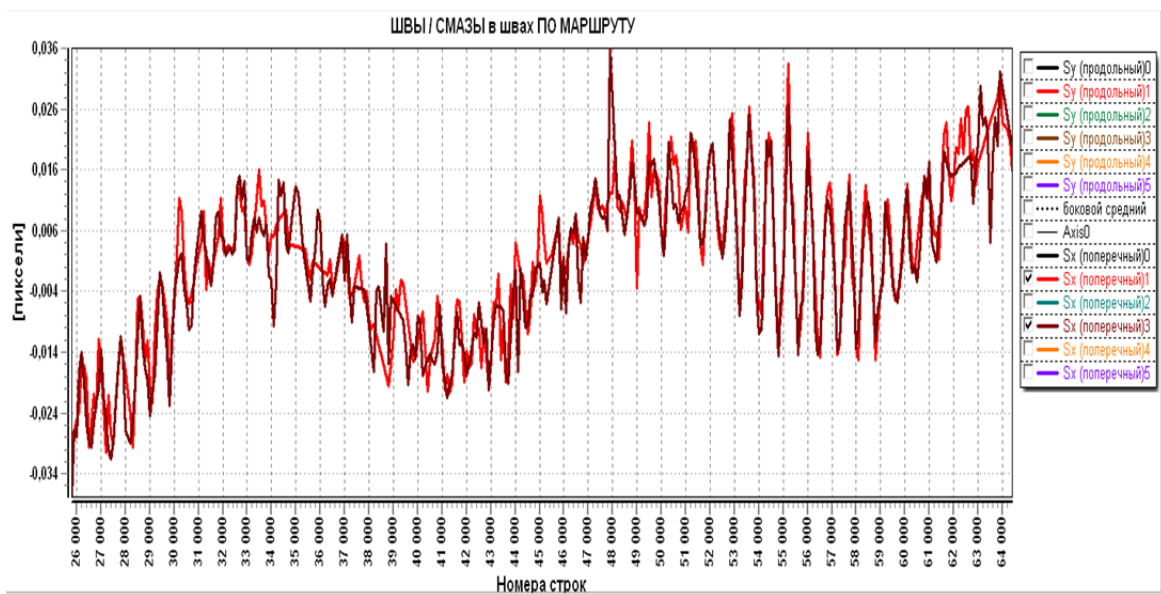


Рис. 1. Диаграммы параметров поперечных колебаний

Отметим, что диаграммы на рис. 1 изменяются в границах интервала $[-0,034, 0,036]$ пикселей, то есть на интервале длиной 0,07 пикселя и охваченный диаграммами интервал времени соответствует времени формирования 38000 строк изображения. Высокая степень совпадения диаграмм на столь длительном интервале времени косвенно подтверждает, как их достоверность, так и высокую точности совмещения изображений, ранее не достижимую: шаг координатной сетки в вертикальном направлении равен 0,01 пикселя.

Проведен анализ амплитудного спектра этих колебаний (рис. 2): по оси абсцисс отложена частота колебаний в Гц, по оси ординат – амплитуда продольной составляющей колебаний фокальной плоскости.

Анализ причин появления на амплитудном спектре (рис. 2) резонансных всплесков показал, что низкочастотные колебания вызваны управляющим воздействием со стороны системы управления движением КАН на маршруте съемки при отработке программы движения в процессе съемки. Частота 11,5 Гц. совпадает с собственной частотой колебаний солнечных батарей КАН. Частота 159,8 Гц. возникает из-за дисбаланса роторов силовых гироскопов, управляющих движением КАН.

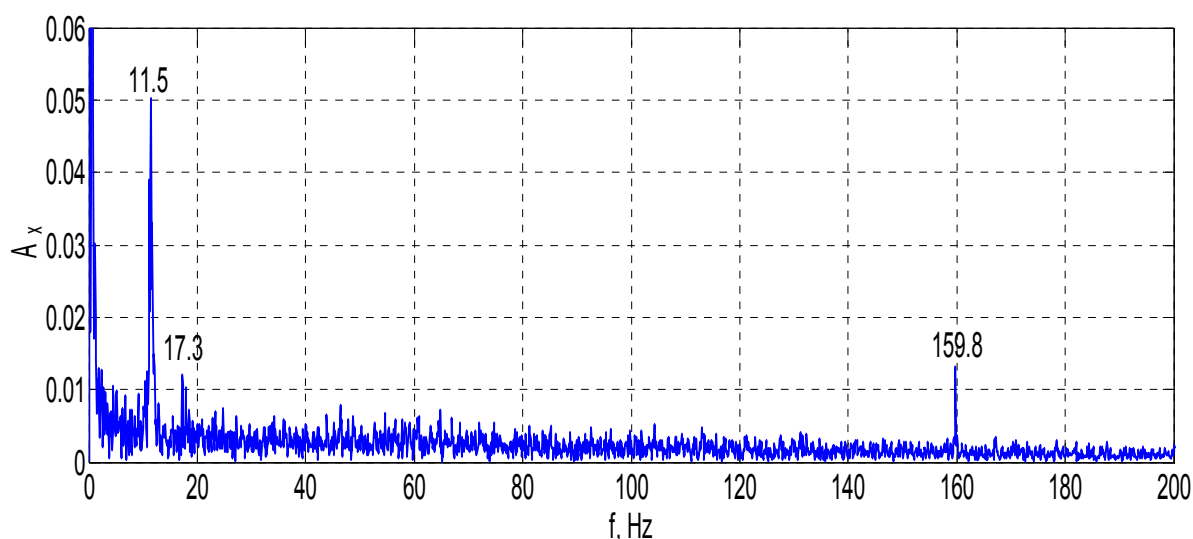


Рис. 2. Амплитудный спектр продольных колебаний фокальной плоскости

Таким образом, разработанное ПО впервые в практике диагностики КАН обеспечило контроль колебаний и вибраций ФП в условиях орбитального полета, не реализуемых в условиях наземных испытаний.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты: № 18-08-00253-А, № 17-08-01708-А).

Библиографический список

1. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Метод анализа поля скоростей динамического изображения / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, В. И. Семавин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 1. – С. 3–9.
2. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Совмещение изображений как динамический процесс / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, В. И. Семавин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 2. – С. 3–10.
3. Кузнецов, П. К. Техническое зрение подвижных объектов. Методика совмещения изображений, полученных при наблюдении с подвижного основания / П. К. Кузнецов, Б. В. Мартемьянов, А. В. Ращупкин // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 3. – С. 10–17.

С. В. Прытков, А. А. Ашратов, Д. К. Чуракова, В. Г. Куликов

Национальный исследовательский Мордовский государственный университет
им. Н. П. Огарёва, г. Саранск, Россия

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМ ФОТОМЕТРИРОВАНИЯ

В статье исследуются погрешности алгоритмов преобразования систем фотометрирования на примере преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$. Рассматриваемые алгоритмы приводят на заключительном этапе к разным видам интерполяции: на рассеянных данных и биполярной интерполяции. Авторы исследуют как ведёт себя погрешность при разном шаге

сетки углов фотометрирования и при разном показателе степени k , определяющем фотометрическое тело круглосимметричного источника $I(\alpha) = \cos^k(\alpha)$.

В американском [7] и российском [2] стандартах есть формулы перехода между системами фотометрирования. Но как было показано в [4] в этих документах есть ряд неточностей, которые не позволяют на практике воспользоваться предложенными решениями. Там же показано как корректно совместить системы фотометрирования, и указано, что в результате преобразования структура данных становится нерегулярной, поэтому дополнительно необходимо осуществлять интерполяцию значений сил света. Без этого невозможно сформировать файлы фотометрических данных [6; 8]. Здесь возможны два варианта. Если мы совмещаем старую систему (систему с исходными данными) с новой, то интерполяция значений силы света осуществляется в новой системе. В данном случае интерполяционные узлы образуют нерегулярную сетку, поэтому нужно использовать соответствующую интерполяцию (например, с применением триангуляции Делоне) [5]. Если мы совмещаем новую систему (систему, в которой хотим получить значения силы света) со старой, то интерполяция значений силы света осуществляется соответственно в старой системе. В данном случае интерполяционные узлы образуют прямоугольную сетку, поэтому находить значения силы света можно с помощью билинейной интерполяции [3]. В данной статье исследуется распределение погрешностей для указанных методов.

Для исследования погрешностей методов был разработан следующий тест. Фотометрическое тело моделировалось телом вращения, образующая которого задавалась аналитически в следующем виде:

$$I(\alpha) = \cos^k(\alpha) \quad (1)$$

Данная функция хорошо аппроксимирует светораспределение круглосимметричных источников света: офисные светильники, прожекторы и т.д. С повышением показателя степени светораспределение становится более узким. Таким образом, можно моделировать как косинусное светораспределение офисных светильников, так глубокое и концентрированное у прожекторов. На рис. 1 изображены кривые силы света для $k = 1, 3, 5, 7, 10$.

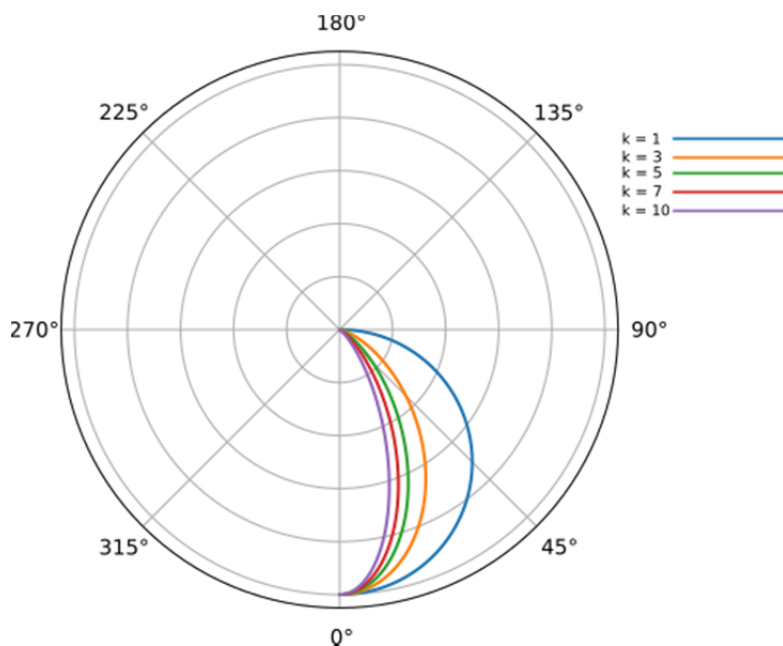


Рис. 1. КСС при разных показателях степени круглосимметричного источника

При изложении этапов алгоритма тестирования будем использовать обозначения и стиль изложения подобный стилю в [1]. Итак, пусть R – множество вещественных чисел. Мы обозначим через $R^{m \times n}$ векторное пространство всех вещественных $m \times n$ – массивов:

$$A \in R^{m \times n} \Leftrightarrow A = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nm} \end{bmatrix}, a_{ij} \in R \quad (2)$$

На элементы массива мы будем ссылаться следующим образом: a_{lj} , где l – номер строки, а j – номер столбца. На какой-либо столбец или строку массива мы будем ссылаться с использованием двоеточия. Обозначим через $A(k, :)$ k -ю строку массива $A (A \in R^{m \times n})$:

$$A(k, :) = [a_{k1}, \dots, a_{kn}] \quad (3)$$

Аналогично, обозначим через $A(:, k)$ k -й столбец массива A :

$$A(:, k) = \begin{bmatrix} a_{1k} \\ \vdots \\ a_{mk} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Теперь рассмотрим непосредственно алгоритм тестирования. Для указанного фотометрического тела формировались массивы, описывающие светораспределение в системах $C\gamma$ и $B\beta$. Для того чтобы описать фотометрическое тело, создавалось три массива одинаковой конфигурации.

Для системы $C\gamma$:

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ c_{n1} & \dots & c_{nm} \end{bmatrix}, C(1, :) = 0^\circ < \dots < C(l, :) < \dots < C(n, :) = 360^\circ, \quad (5)$$

где C – массив экваториальных углов в $C\gamma$.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \dots & \gamma_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ \gamma_{n1} & \dots & \gamma_{nm} \end{bmatrix}, \Gamma(:, 1) = 0^\circ < \dots < \Gamma(:, j) < \dots < \Gamma(:, m) = 90^\circ, \quad (6)$$

где Γ – массив меридиональных углов в $C\gamma$.

$$I = \begin{bmatrix} i_{11} & \dots & i_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ i_{n1} & \dots & i_{nm} \end{bmatrix}, i_{lj} = (\cos \gamma_{lj})^k, \quad (7)$$

где I – массив значений сил света в $C\gamma$

Для системы $B\beta$:

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ b_{n1} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix}, B(1, :) = -90^\circ < \dots < B(l, :) < \dots < B(n, :) = 90^\circ, \quad (8)$$

где B – массив экваториальных углов в $B\beta$.

$$\beta = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \dots & \beta_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ \beta_{n1} & \dots & \beta_{nm} \end{bmatrix}, \beta(:, 1) = -90^\circ < \dots < \beta(:, j) < \dots < \beta(:, m) = 90^\circ, \quad (9)$$

где β – массив меридиональных углов в $B\beta$.

$$\mathbf{I}' = \begin{bmatrix} i'_{11} & \dots & i'_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ i'_{n1} & \dots & i'_{nm} \end{bmatrix}, i_{ij} = (\cos \beta_{ij} \cdot \cos \beta_{ij})^k, \quad (10)$$

где $\mathbf{I}'$ – массив значений сил света в $B\beta$.

Для удобства мы условились шаг фотометрических сеток сделать одинаковым как в экваториальных, так и в меридиональных плоскостях:

$$b_{l+1,j} - b_{lj} = \beta_{l,j+1} - \beta_{lj} = c_{l+1,j} - c_{lj} = \gamma_{l,j+1} - \gamma_{lj} \quad (11)$$

Поскольку в системе $C\gamma$ в отличие от $B\beta$ оптическая ось светильника совмещена с полярной осью гониофотометра, то для круглосимметричного источника сила света не будет зависеть от экваториального угла C . Достаточно знать светораспределение в одной из меридиональных полуплоскостей, например в $C = 0^\circ$, чтобы полностью определить его светораспределение.

Далее после того как для одного и тоже аналитически заданного фотометрического тела были сформированы массивы (5–10) было осуществлено преобразование из $C\gamma$ в $B\beta$ с помощью описанных выше методов. Входными данными были массивы (5–9). А на выходе был получен массив сил света в системе $B\beta$ после преобразования:

$$\mathbf{I}'' = \begin{bmatrix} i''_{11} & \dots & i''_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ i''_{n1} & \dots & i''_{nm} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Далее искался массив с относительными погрешностями:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} e_{11} & \dots & e_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ e_{n1} & \dots & e_{nm} \end{bmatrix}, e_{ij} = \frac{|i'_{ij} - i''_{ij}|}{i'_{ij}} \cdot 100 \quad (13)$$

На рис. 2–9 представлены результаты исследований зависимости погрешности двух методов от показателя степени k и от шага фотометрической сетки. Все графики распределения погрешности привести в одной статье не представляется возможным, поэтому они даются только для шага в 1° (в экваториальной и меридиональной плоскостях). Также погрешность исследовалась только на примере преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$, поскольку обратное преобразование или преобразование в систему $A\alpha$ идентичны.

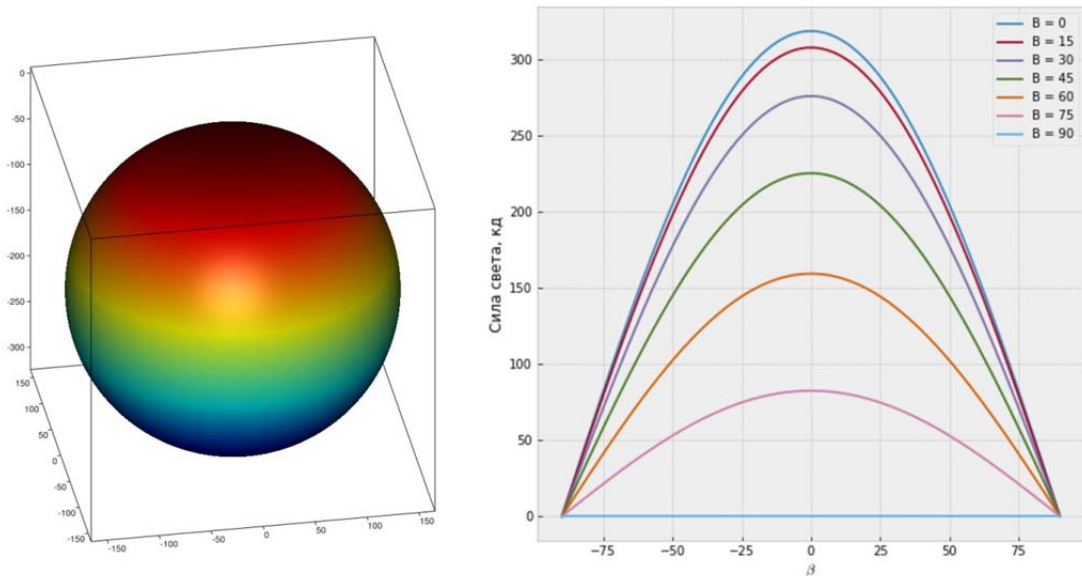


Рис. 2. Фотометрическое тело при $k = 1$ и его КСС в прямоугольной системе координат

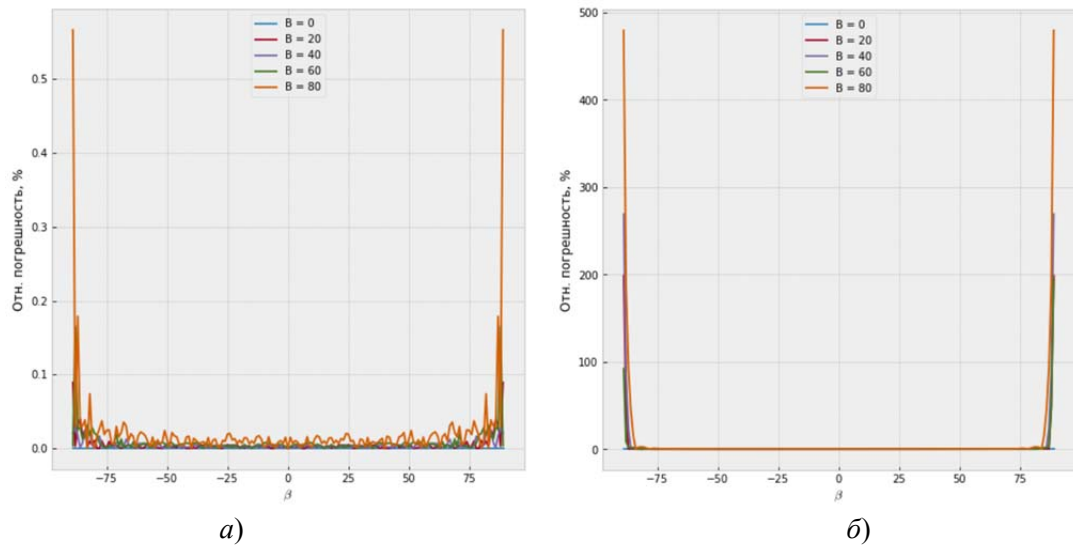


Рис. 3. Распределение погрешностей для показателя $k = 1$:
 а) после преобразования $S\gamma \rightarrow V\beta$ с применением биполярной интерполяции;
 б) после преобразования $S\gamma \rightarrow V\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных

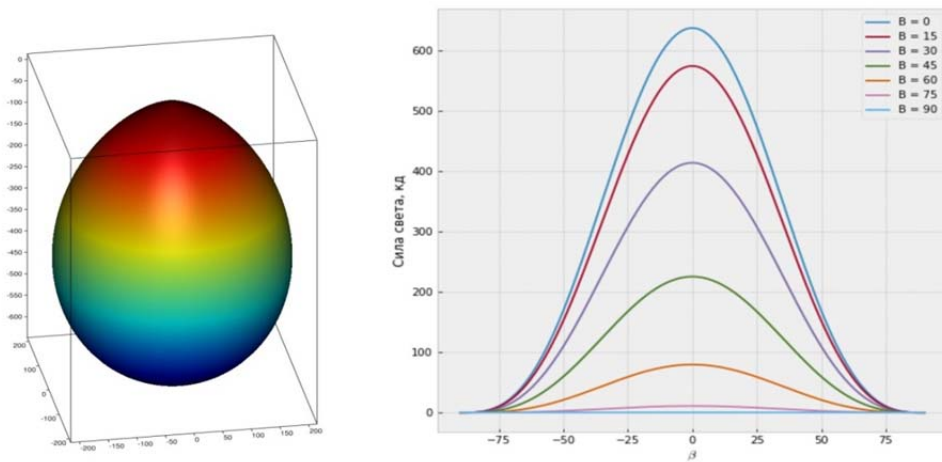


Рис. 4. Фотометрическое тело при $k = 3$ и его КСС в прямоугольной системе координат

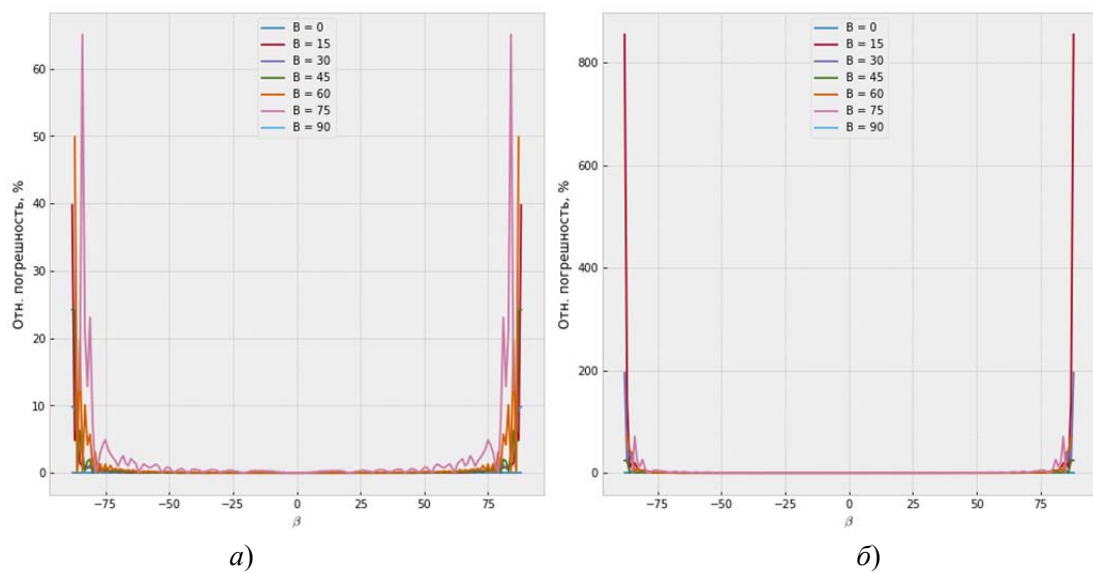


Рис. 5. Распределение погрешностей для показателя $k = 3$:
 а) после преобразования $S\gamma \rightarrow V\beta$ с применением биполярной интерполяции;
 б) после преобразования $S\gamma \rightarrow V\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных

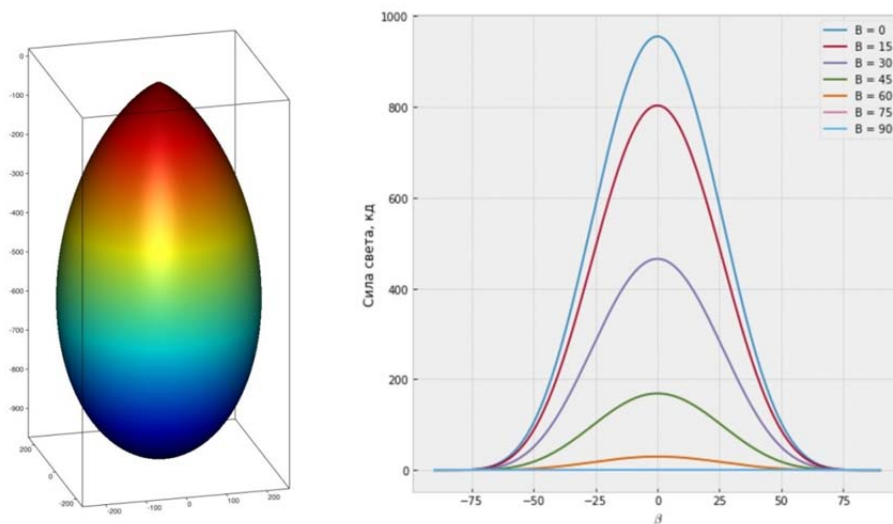


Рис. 6. Фотометрическое тело при $k = 5$ и его КСС в прямоугольной системе координат

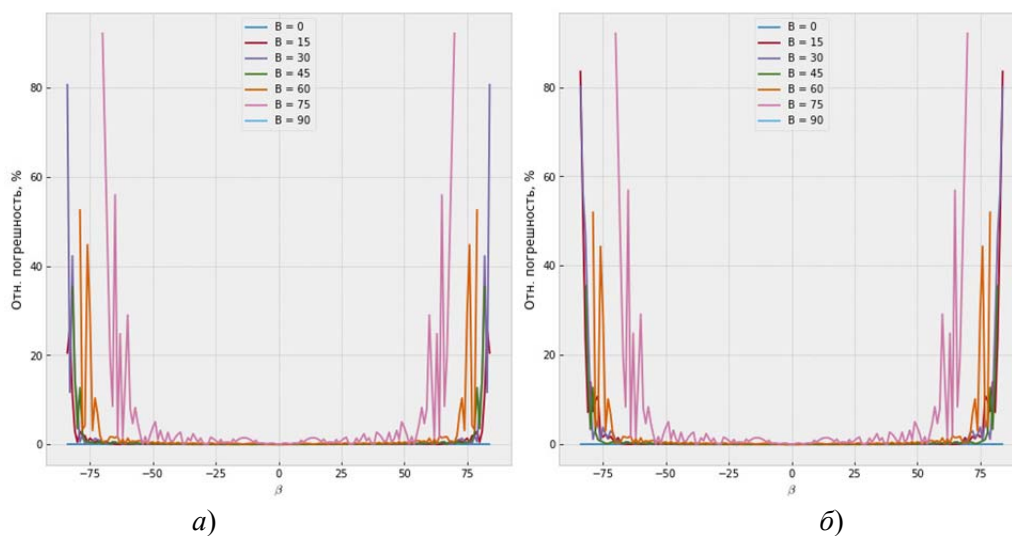


Рис. 7 – Распределение погрешностей для показателя $k = 5$:

- а) после преобразования $C_\gamma \rightarrow B_\beta$ с применением биполярной интерполяции;
 б) после преобразования $C_\gamma \rightarrow B_\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных

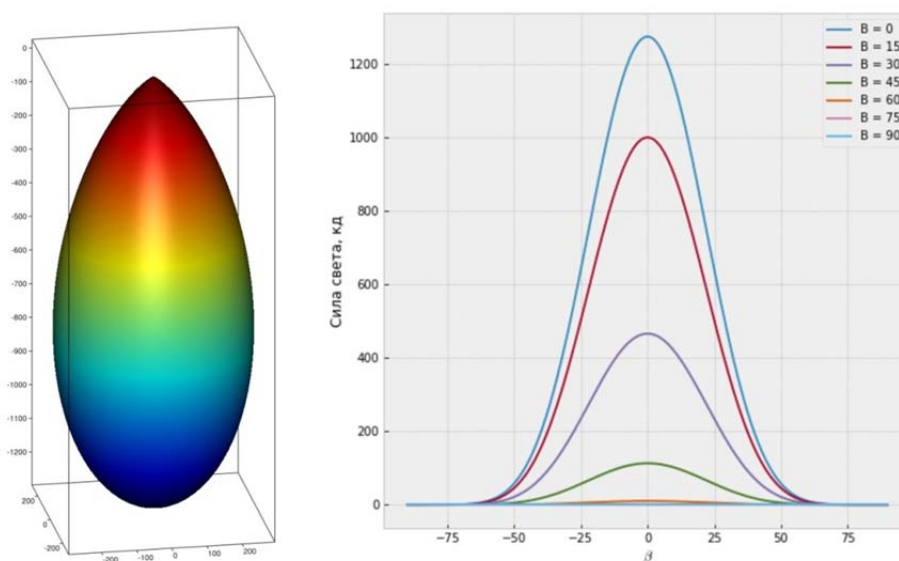


Рис. 8. Фотометрическое тело $m = 7$ и его КСС

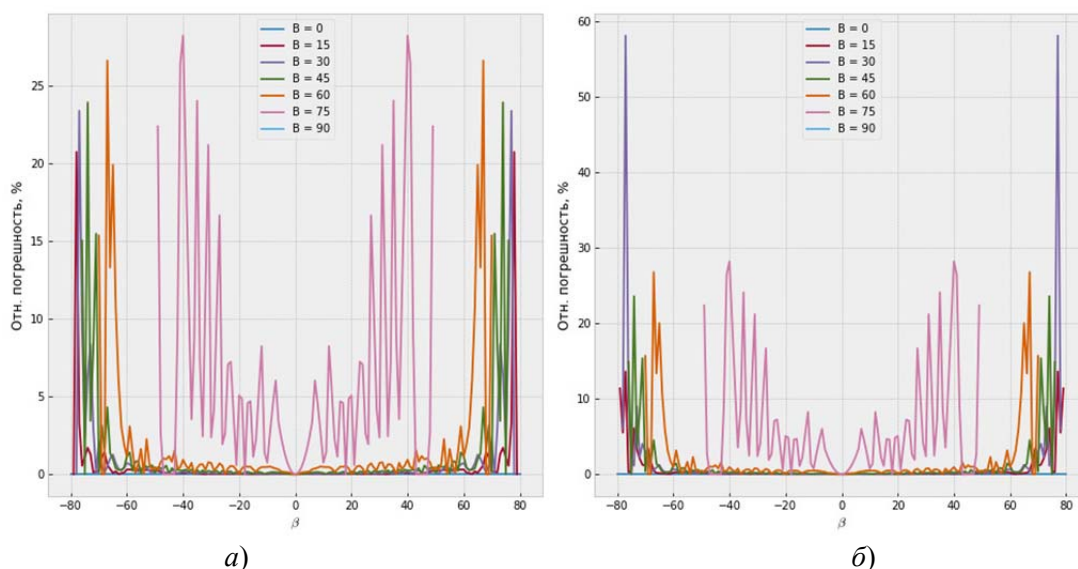


Рис. 9. Распределение погрешностей для показателя $k = 7$:
 а) после преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$ с применением биполярной интерполяции;
 б) после преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных

Таблица 1

Световой поток до и после преобразования систем фотометрирования

k	Шаг фотометрических сеток	Световой поток после преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$ с применением биполярной интерполяции, лм	Световой поток после преобразования $C\gamma \rightarrow B\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных, лм	Световой поток для эталонного массива (10), лм
1	1°	999.95	1000	999.97
	2°	999.81	999.97	999.90
	3°	999.56	999.76	999.77
	5°	998.82	999.17	999.36
3	1°	1000.07	1000.06	1000
	2°	1000.29	1000.22	1000
	3°	1000.64	1000.49	1000
	5°	1001.71	1001.35	1000
5	1°	1000.12	1000.09	1000
	2°	1000.47	1000.36	1000
	3°	1001.06	1000.82	1000
	5°	1002.88	1002.27	1000
7	1°	1000.17	1000.14	1000
	2°	1000.67	1000.54	1000
	3°	1001.50	1001.22	1000
	5°	1004.04	1003.33	1000
10	1°	1000.24	1000.21	1000
	2°	1000.95	1000.82	1000
	3°	1002.13	1001.83	1000
	5°	1005.75	1004.99	1000

Из рис. 2–9 видно, что для обоих методов относительная погрешность при приближении к полюсам системы В β возрастает. Причём она может достигать больших значений. И на первый взгляд метод преобразования с применением интерполяции на рассеянных данных существенно уступает методу с биполярной интерполяцией. Однако если посмотреть на КСС, то становится очевидно, что большая погрешность наблюдается для небольших значений сил света ($< 0.01 I_0$), которая не имеет существенного значения с точки зрения светотехнической практики. Что кстати подтверждается табл. 1, в которой представлен световой поток до и после преобразования систем фотометрирования. Из неё также следует, что с увеличением показателя k , т. е. при сжимании фотометрического тела, увеличивается погрешность определения светового потока, но даже для концентрированной КСС она не превышает 0.6 %. Также интересно отметить, что погрешности светового потока после преобразования $C\gamma \rightarrow V\beta$ с применением интерполяции на рассеянных данных меньше чем в методе с применением билинейной интерполяции. Это говорит, о том что первый метод ведёт себя хуже только при приближении к полюсам системы фотометрирования В β . Исследование показало, что на практике можно использовать оба метода.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований. Грант 18-48-130009 \ 19.

Библиографический список

1. Голуб, Д. Матричные вычисления / Д. Голуб, Ч. Ван Лоун. – Москва : Мир, 1999. – 548 с.
2. ГОСТ Р 54350– 2015. Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытаний. – Введ. 2016-01-01. – Москва : Стандартинформ, 2016. – 42 с.
3. ГОСТ Р 55708–2013. Освещение наружное утилитарное. Методы расчета нормируемых параметров = Road lighting. Design methods of normative performances: национальный стандарт Российской Федерации / ред. Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии. – Москва : Стандартинформ, 2015. – 23 с.
4. Прытков, С. В. К вопросу о преобразовании систем фотометрирования / С. В. Прытков, О. Е. Железникова // Светотехника. – 2018. – № 6. – С. 13–16.
5. Скворцов А. В. Триангуляция Делоне и ее применение / А. В. Скворцов. – Томск : Изд-во Томского ун-та, 2002. – 128 с.
6. IESNA Computer Committee. IESNA standard file format for electronic transfer of photometric data : IESNA lighting measurements series ; LM-63 / IESNA Computer Committee. – New York : Illuminating Engineering Society of North America, 1995. – 12 p.
7. IESNA LM-75-01. Goniophotometer Types and Photometric Coordinates. – New York : Illuminating Engineering Society of North America, 2012. – 12 p.
8. Stockmar, A. W. EULUMDAT/2 – Extended Version of a Well Established Luminaire Data Format / A. W. Stockmar // CIBSE National Lighting Conference. – 1998. – P. 353–362. – URL: easy-chair.org

В. Н. Овчарук

Тихоокеанский государственный университет, г. Хабаровск, Россия

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ И ПРИМЕНЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ АКУСТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Историческая справка

Первые по-настоящему научные, в современном представлении, исследования явления АЭ были проведены только в XX веке. Так в 1916 г. Я.Чохральский подробно

описал акустические явления в цинке и олове [1, 2]. В 1924 г. А. М. Портевен и Ф. Ле Шателье излучили звуковые сигналы, связанные с прерывистыми пластическими деформациями и формированием полос Людерса на образцах из алюминиевых сплавов [3]. В XX веке изучением явления АЭ в разное время занимались известные физики П. С. Эренфест, А. Ф. Йоффе (1924), Р. Дж. Андерсон (1926 г), М. В.Классен-Неклюдова (1929), Э. Шеил (1929), П. В. Бриджмэн (1937) и др. [4]. Они отмечали и исследовали звуковые эффекты при деформации каменной соли, монокристаллов цинка, образцов из дюралюминия, как за пределом текучести, так и перед разрушением. Ими были обнаружены акустические эффекты в монокристаллах и поликристаллах латуни, поликристаллах алюминия, при образовании мартенсита в стали, при сжимающих нагрузках и при скручивании многих металлов и неметаллов.

На образцах первые исследования сигналов АЭ были проведены в Германии Ф. Форстером и Э. Шейлом в 1936 г. [1]. Они исследовали звуковые эффекты при образовании мартенсита в сталях с высоким содержанием никеля (29 %). В США У. П. Майсон, Х. Дж. Макскимин и В Шокли исследовали звуковые эффекты при деформировании сжатием чистого олова [3]. Несколько позже, после окончания войны в 1950 г., в Англии Д. Дж. Миллер исследовал двойникование в монокристаллических проводах кадмия.

Особый этап в изучении явления АЭ связан с именем И. Кайзера [1]. В начале 1950-х гг. в Германии им был проведен целый ряд работ направленных на систематическое и целенаправленное изучение явления АЭ. Увлечшись явлением АЭ, он планомерно испытывал образцы из обычных конструкционных материалов, нагружая их в испытательной машине. Им были зарегистрированы сигналы АЭ во всех испытанных им материалах (олово, свинец, медь, латунь, дюралюминий, чугун, конструкционные и инструментальные стали). В своих экспериментах он одним из первых стал искать связь сигналов АЭ с параметрами функции нагружения. Им был открыт эффект временного прекращения регистрации эмиссии при повторном испытании, если величина нагружающего усилия меньше предыдущего значения. Природа данного эффекта была объяснена значительно позже, а само явление было названо эффектом Кайзера [2]. Он так же ввел понятия непрерывной и импульсной АЭ, которые в дальнейшем широко использовались при описании явления АЭ. Можно с уверенностью сказать, что И. Кайзер являлся основоположником научного течения, целью которого является изучение свойств АЭ как физического явления.

Интенсивные исследования явления АЭ позднее проводились в начале 60-х годов в США Б. Х. Скофилдом, К. А. Тэтро и другими [2]. Именно эти годы можно с уверенностью назвать началом практического использования эффекта АЭ. В 1961 г. А. Грин при гидроиспытаниях корпусов ракет обнаружил звуковые эффекты, анализ которых позволил выявить в корпусе развивающуюся трещину [3]. В дальнейшем при продолжении испытаний она привела к разрушению изделия при нагрузке чуть более 50 % от заданной величины. Тот факт, что, регистрируя АЭ можно обнаружить развивающийся дефект, определить его координаты и предсказать возможное разрушение вызвал огромный интерес к этому явлению во всем мире. В США уже 1969 г. появилась первая компания по производству аппаратуры АЭ и контролю промышленных объектов «Данеган-Эндевко» [3]. Позднее в развитии метода АЭ приняли участие А.Поллок, С.Вахавиолос и многие другие ученые [1], которые определили основные направления и дальнейшие перспективы его развития, как в нашей стране, так и за рубежом.

Среди отечественных ученых следует отметить работы академиков А. Ф. Йоффе и М. С. Анцыферова. А. Ф. Йоффе были отмечены звуковые эффекты в экспериментах при деформации цинка и каменной соли [3], а М. С. Анцыферовым проводились систематические исследования явления АЭ в институте горного дела им. А. А. Скочинского [2]. Работы проводились сразу после окончания Второй Мировой войны и были направлены на решение задач народно-хозяйственного значения по предотвращению горных

ударов. Следует отметить, что это, пожалуй, единственная работа тех лет, направленная на практическое применение результатов. Все остальные работы в те годы, как у нас, так и за рубежом являлись результатом лабораторных исследований и представляли чисто научный интерес.

Систематические научные исследования АЭ в СССР были начаты в конце 60-х годов. Первыми организациями, которые в той или иной степени были ориентированы на исследование явления АЭ были НПО «Дальстандарт», НПО ЦНИИТМАШ, ПО «Волна», ИМЕТ, НИИТМ, ИАЭ и целый ряд других. Первый Всесоюзный семинар «Не разрушающий контроль напряженно-деформированного состояния конструкционных материалов и изделий с использованием эмиссии волн напряжений» был проведен в ХФ ВНИИФТРИ (НПО «Дальстандарт» г. Хабаровск) в 1972 г. и далее регулярно проводился там вплоть до 1983 г. Первая Всесоюзная конференция по АЭ была проведена в 1984 г. в НИИМПИ (г. Ростов на Дону), третья в г.Обнинск в 1992 г. На этом по вполне понятным причинам научные изыскания в области АЭ на государственном уровне были свернуты.

Многофункциональные АЭ системы

В настоящее время абсолютное большинство информационно-измерительных систем АЭ контроля имеют в своем составе средства спектрального анализа. Однако далеко не все из них позволяет решать поставленные задачи [3–5], а именно, анализировать СХ сигналов АЭ в реальном масштабе времени. Проведенный анализ существующих средств АЭ спектрометрии и результаты экспериментальных исследований позволяют выработать основные требования к информационно-измерительному комплексу.

Исходя из особенностей формирования и распространения сигналов АЭ [3, 6, 7], установка должна обеспечивать анализ быстропротекающих импульсных и непрерывных нестационарных процессов в реальном времени. До недавнего времени единственным методом, позволяющим решить поставленные задачи достаточно простыми средствами, является параллельный аппаратный спектральный анализ. Цифровые методы анализа, входящие в состав современных средств АЭ контроля, не обеспечивали длительный и непрерывный контроль. Их лучше было использовать для последующей обработки записанных реализаций, что приемлемо лишь при проведении научных исследований и подготовительных операций, в частности при анализе АЧХ. Но ситуация изменилась. В настоящей работе описываются результаты научных исследований, и обобщается практический опыт.

Многоканальная исследовательская АЭ система «ЭМИС-2» была разработана в рамках ОКР и передана заказчику (ЦНИИ им. А. Н. Крылова) еще в 1992 г. В основу ее работы впервые были положены методы спектрального анализа регистрируемых сигналов АЭ, а так же впервые в практике АЭ контроля была использована ЭВМ типа IBM PC, удаленная от базового модуля более чем на 100 м. Система сразу же была установлена на дежурство, где проработала до 2008 г. Идеология ее построения оказалась настолько удачной, что даже в постсоветское время, при полном господстве импортных технологий, она имела свое продолжение и развитие. В ЦНИИ им. А. Н. Крылова после известных событий в 1992 г. были вынуждены для обеспечения нужд своей отрасли (судостроение) уже самостоятельно разработать систему «КАЭМС» и ее последующие модификации [3]. При этом «ЭМИС-2» была использована как базовая модель. Кроме этого коммерческая компания «СДС» (г. Москва) разработала и до сих пор реализует как коммерческий продукт фактически цифровой аналог системы «ЭМИС-2», повторяющий ее концепцию и идеологию.

На рис. 1 приведена структурная схема акустико-эмиссионной многофункциональной информационно-измерительной системы «ЭМИС-2». Запись осциллограммы в файл поддерживается в двух форматах. В формате Spreadsheet string file значения сохраняются в типовой текстовый файл со стандартными разделителями. Данный тип файла поддерживается функциями математического пакета MATLAB, что расширяет возможности обработки результатов. Недостатком формата является отсутствие в файле информации о частоте дискретизации выборки. Формат Waweform file – специализированный формат хранения осциллограмм среды программирования LabVIEW. Его преимуществом являются простота реализации обработки в LabVIEW стандартными блоками и то, что в файле присутствует информация о частоте дискретизации. Выбор формата записи осуществляется пользователем. При решении поставленных задач центром ДВЦ НК использовалась обновленная модернизированная установка «ЭМИС-2М» и цифровые методы с использованием устройств ввода-вывода компании *National Instruments* и программной среды LabVIEW и MATLAB.

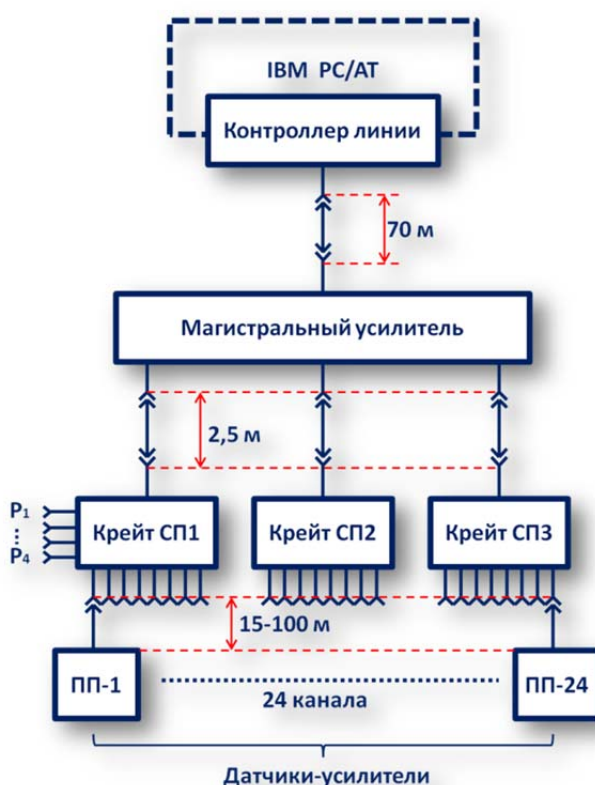


Рис. 1. Структурная схема акустико-эмиссионной многофункциональной информационно-измерительной системы «ЭМИС-2»

Интерфейс программного блока всех систем имеет общий экран для просмотра временной формы сигнала АЭ, регистрируемой по каждому из каналов. Основной режим предусматривает идентификацию входного сигнала по ряду признаков, получаемых от спектральной функции. Идентификаторы и обнаружители имеются в каждом канале, а так же в каждом канале имеется свой графический экран, на котором отображается временное распределение энергии сигнала АЭ для сигналов, прошедших идентификацию.

На рис. 2 приводится внешний вид и вариант интерфейса пользователя мобильной многоканальной АЭ-системы EMIS – 12/32 DAQ. Аналогичный интерфейс имеют все системы серии DAQ.

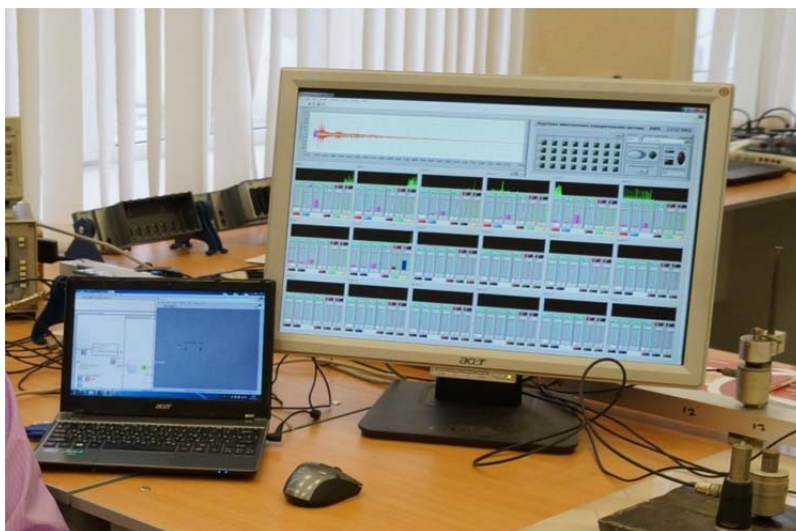


Рис. 2. Компактная мобильная многоканальная АЭ система EMIS – 12/32 DAQ и фрагмент интерфейса пользователя

Заключение

Разработанная информационно-измерительная система позволяет регистрировать входные сигналы без искажений и ограничений в широкой полосе частот. В свою очередь, это позволило проводить подробный спектральный анализ и реализовать алгоритмы, направленные на получение достоверных значений энергетических параметров входных сигналов. Предложенный программный комплекс позволяет провести требуемые корректировки с целью повышения достоверности, что в комплексе с другими мерами позволяет получить необходимые данные для проведения процедур идентификации процессов, являющихся источниками акустических сигналов.

Библиографический список

1. Иванов, В. И. Неразрушающий контроль : справочник / В. И. Иванов ; под общ. ред. В. В. Клюева. – 2-е изд., испр. – Т. 7 : в 2 кн. – Москва, 2005. – 829 с.
2. Иванов, В. И. Метод акустической эмиссии / В. И. Иванов, И. Э. Власов. – Москва : Машиностроение, 2006. – Кн. 1. – 829 с.
3. Корчевский, В. В. Рентгенодифрактометрический и акустико-эмиссионный методы исследования пластической деформации сталей / В. В. Корчевский, Ри Хосен. – Владивосток : Дальнаука, 2006. – 209 с.
4. Овчарук, В. Н. Акустико-эмиссионные информационно-измерительные системы. Пути и методы совершенствования / В. Н. Овчарук. – Хабаровск : Изд-во ТОГУ, 2013. – 300 с.
5. Овчарук В. Н. Критерии выбора параметров акустической эмиссии материалов // Датчики и системы. – 2014. – № 3. – С. 10–17.
6. Ovcharuk, V. N. Metrological aspects of the process of recording the energy parameters of the acoustic emission of substances / V. N. Ovcharuk // Measurement techniques. – 2014. – Vol. 57, № 8. – P. 933–940.
7. А. с. 1527577 СССР. Способ обнаружения развивающихся трещин / Лыков Ю. И., Овчарук В. Н. // Бюл. ОИПОТЗ. – 1989. – № 45.
8. А. с. 1075145 СССР. Устройство для измерения спектральных характеристик сигналов акустической эмиссии / Лыков Ю. И., Горбунов А. И., Овчарук В. Н. // Бюл. ОИПОТЗ. – 1984. – № 7.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ИМИТАЦИИ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

В связи с постоянным усложнением промышленных изделий, применения новых материалов и технологий, возрастают требования к обеспечению надёжности и безопасности в эксплуатации. При этом актуально стоит задача диагностики состояния изделий. Одними из способов решения проблемы являются методы неразрушающего контроля (НК) [1]. Согласно ГОСТ 18353–79 существует несколько методов НК, одним из которых является метод акустической эмиссии (АЭ). Он основан на регистрации сигналов, излучающихся при пластическом деформировании твёрдых тел, развитии дефектов, трении и т.д. Особенностью данного метода является обнаружение и регистрация только развивающихся дефектов, что позволяет классифицировать дефекты по степени их опасности для контролируемого объекта [2–4].

При решении задач диагностики методами акустической эмиссии возникает проблема имитации исходного сигнала при исследовании акустико-эмиссионных свойств объекта и проверке работоспособности системы в целом. Одним из способов имитации акустического сигнала является формирование последовательности импульсов сложной формы, характеристики которых заранее не известны и определяются в процессе исследования. Для этого необходим программируемый генератор электрических сигналов с заданными свойствами.

В отличие от сигналов стандартных форм (синусоида, треугольный, ступенчатый), непериодические сигналы специальной формы сложнее реализовать из-за отсутствия каких-либо описывающих их математических функций. Однако, при определённых обстоятельствах такой сигнал можно рассматривать как периодический и принять в качестве математической модели таких сигналов периодическую функцию времени. Такая функция может быть представлена в виде бесконечного гармонического ряда – ряда Фурье [5]. В тригонометрической форме через синусные и косинусные составляющие ряд Фурье запишется следующим образом:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [Bm_k \cdot \sin(kW_1 t) + Cm_k \cdot \cos(kW_1 t)], \quad (1)$$

где $\frac{A_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt$ – постоянная составляющая сигнала; $Bm_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \sin(kW_1 t) dt$ –

амплитудные значения синусных членов ряда; $Cm_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \cos(kW_1 t) dt$ – амплитуд-

ные значения косинусных членов ряда; k – порядковый номер гармонической составляющей; $W_1 = 2\pi/T$ – основная угловая частота (частота первой гармоники)

Если имеется только графическое изображение сигнала, то амплитудные значения составляющих членов ряда можно найти, применяя *графоаналитический метод разложения* в ряд Фурье. Этот метод представляет собой численное интегрирование функции $f(t)$ *методом прямоугольников* [6]. При этом вычисление интеграла сводится

к нахождению суммы конечного числа слагаемых. Период функции $f(W_1T)$, равный 2π , разбивают на n равных частей ΔW_1t . Расстояние от начала координат до середины i -го интервала запишем:

$$W_1t_i = \frac{(i-0.5)2\pi}{n}, \quad (i = 1 \dots n). \quad (2)$$

Подставляя в функцию $f(t)$ вместо t выражение (2) получим значение функции $f(t)$ на середине i -го интервала. Тогда формулы нахождения амплитуд составляющих членов ряда примут вид:

$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n f(W_1t_i) - \text{постоянная составляющая сигнала};$$

$Bm_k = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n \left[f(W_1t_i) \cdot \sin\left(k(i-0.5)\frac{2\pi}{n}\right) \right]$ – амплитудные значения синусных членов ряда;

$Cm_k = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n \left[f(W_1t_i) \cdot \cos\left(k(i-0.5)\frac{2\pi}{n}\right) \right]$ – амплитудные значения косинусных членов ряда.

Основываясь на вышеописанном методе моделирования сигнала в программной среде LabVIEW 2013 [7] был разработан виртуальный прибор (ВП) для формирования и генерирования видеоимпульсов и радиоимпульсов произвольной формы с регулировкой всех основных параметров сигнала. Подробное описание разработанного ВП можно найти в статье [8].

Режим «Формирование сигнала» используется для создания сигналов специальной формы, требуемой пользователю. Форма сигнала задается двумя одномерными массивами точек-координат. Количество точек, описывающих функцию, и количество гармоник также произвольны. Начальная точка должна быть $(0; y_0)$. Таким образом, точками описывается один период генерируемого сигнала. Результатом работы ВП в этом режиме является одномерный массив точек, который можно сохранить в отдельном файле. Лицевая панель ВП в режиме «Формирование сигнала» показана на рис. 1. Блок-диаграмма ВП показана на рис. 2.

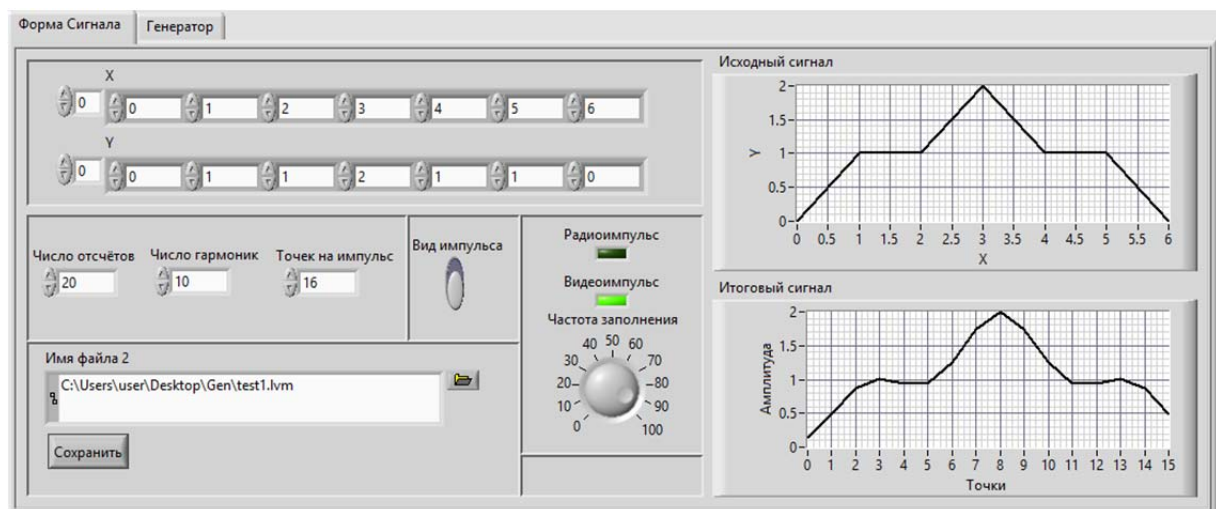


Рис. 1. Лицевая панель ВП в режиме «Формирование сигнала»

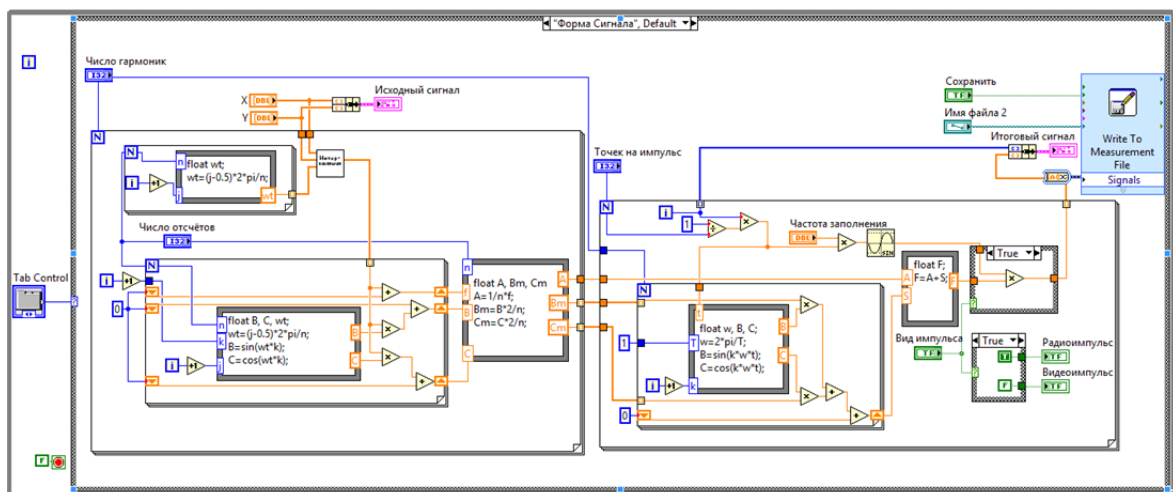


Рис. 2. Блок-диаграмма ВП в режиме «Формирование сигнала»

В режиме «Генерирование сигнала» ВП работает как генератор импульсов, сформированных в процессе моделирования. Настраиваются амплитуда, длительность и частота повторения импульсов. Можно сгенерировать как одиночный импульс, так и непрерывную последовательность. Лицевая панель ВП в режиме «Генерирование сигнала» показана на рис. 3. Блок-диаграмма ВП показана на рис. 4.

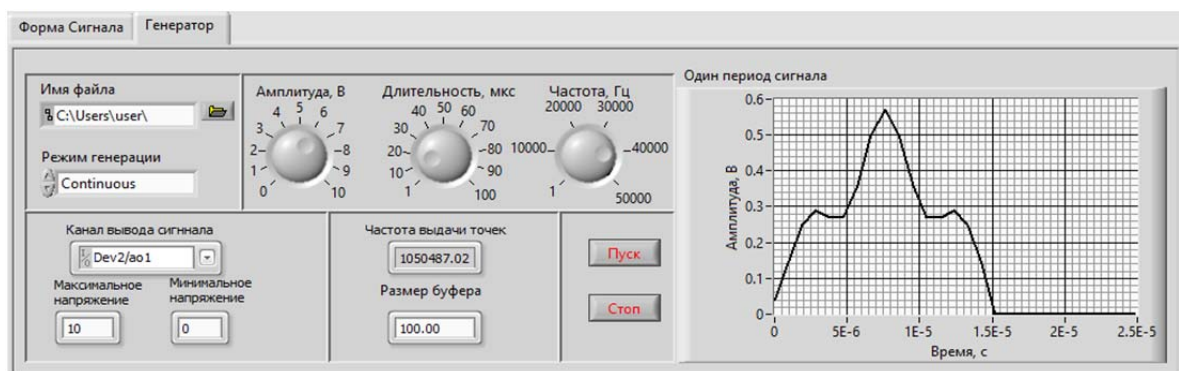


Рис. 3. Лицевая панель ВП в режиме «Генерирование сигнала».

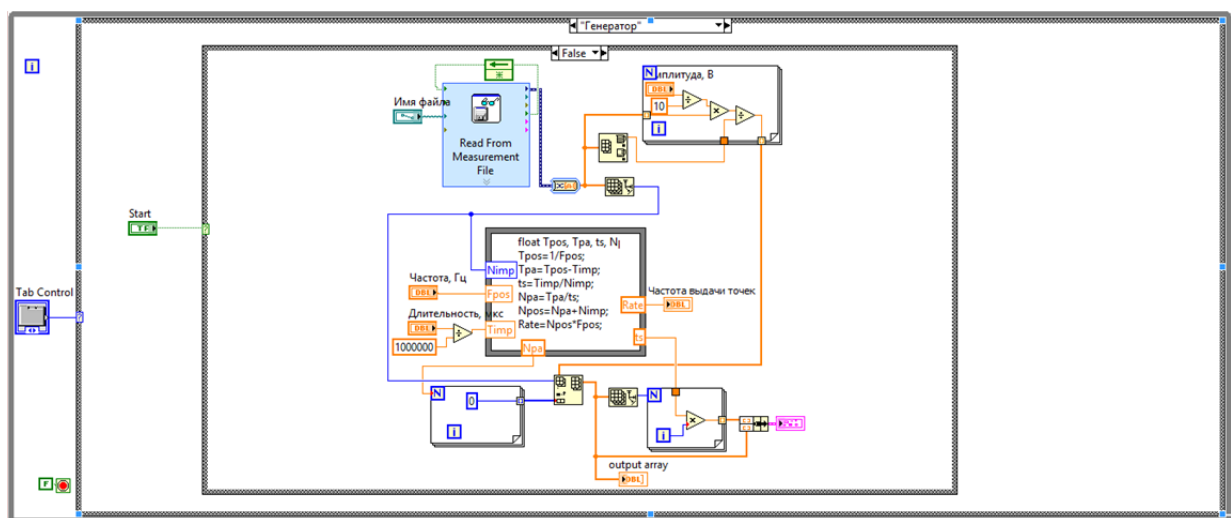


Рис. 4. Блок-диаграмма ВП в режиме «Генерирование сигнала» (начало)

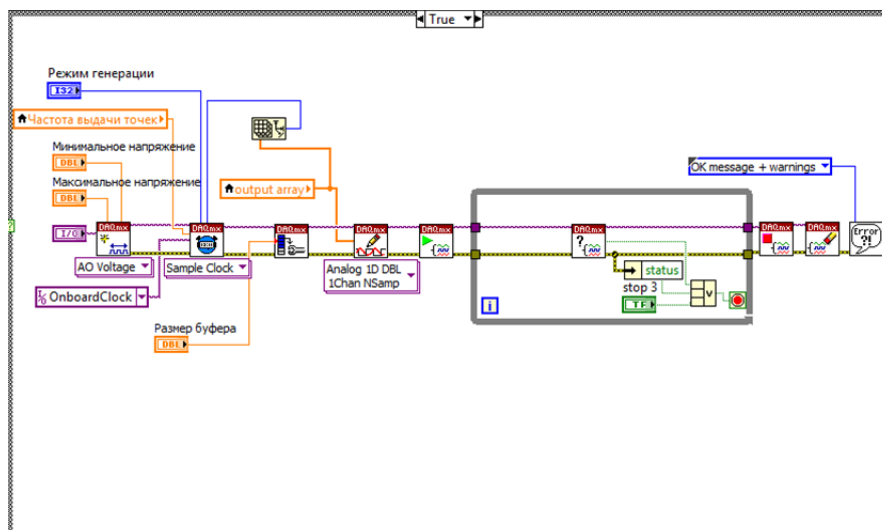


Рис. 4. Блок-диаграмма ВП в режиме «Генерирование сигнала» (окончание)

Проблемами предыдущей версии генератора был постоянный рост потребляемой оперативной памяти. До запуска ВП программа LabVIEW использовала 135872 КБайт оперативной памяти. В момент запуска потребление памяти возросло до 180840 КБайт и начало увеличиваться. График роста потребляемой оперативной памяти показан на рис. 5.

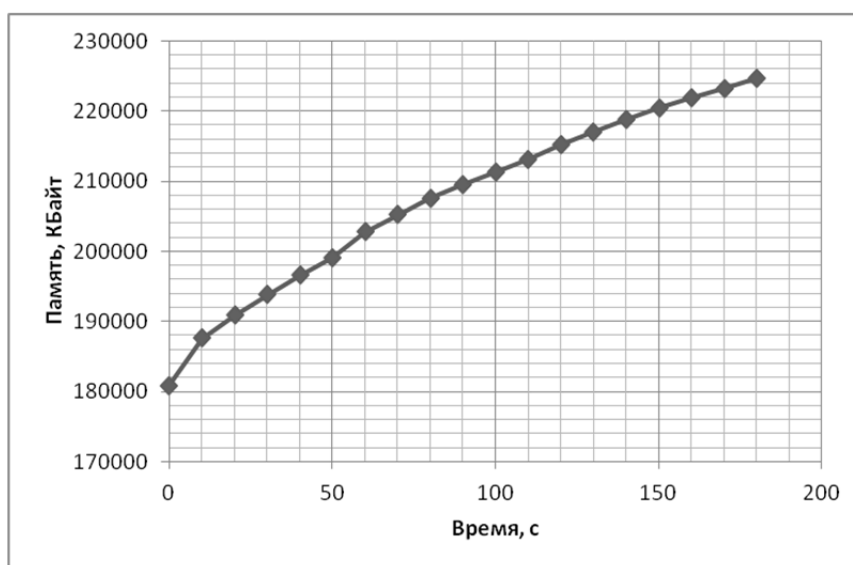


Рис. 5. График роста потребляемой оперативной памяти

На графике видно, что за три минуты объём занимаемой оперативной памяти увеличился на 43844 КБайта. При использовании вычислительных машин с малым объёмом оперативной памяти данная проблема является большим недостатком программы.

В новой версии генератора данная проблема была решена. При работе ВП программа использует 181404 КБайта памяти. Роста объёма потребления памяти не наблюдается.

Для проверки работоспособности разработанного генератора использовалось многофункциональное устройство ввода-вывода USB-6366 от компании National Instruments (рис. 6). Данное устройство имеет 2 аналоговых выходных канала с частотой выдачи точек 3,33 МГц.



Рис. 6. Многофункциональное устройство ввода-вывода USB-6366

В заключении можно отметить, что разработанные программно-аппаратные средства могут быть использованные в системах НК в качестве контролируемого источника акустического излучения. А так как операции регистрации спектра сигнала АЭ обязательно должна предшествовать процедура оценки АЧХ системы «объект-преобразователь», приемный преобразователь должен быть аттестован непосредственно на объекте контроля с использованием дополнительных средств метрологического обеспечения. Таким образом, в состав любой установки спектрального анализа сигналов АЭ должен быть обязательно включен источник акустического излучения с известным спектром, АЧХ которого можно произвольно формировать исходя из требований поставленной задачи. Точность полученной модели сигнала зависит от выбора количества интервалов разбиения при интегрировании (которое определяется автоматически), а так же от выбора количества гармоник.

Библиографический список

1. Овчарук, В. Н. Концепция построения акустико-эмиссионных диагностических систем / В. Н. Овчарук. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2015. – 253 с.
2. Баранов, В. М. Акустическая диагностика и контроль на предприятиях топливно-энергетического комплекса / В. М. Баранов. – Москва : Наука, 1998. – 303 с.
3. Грешников, В. А. Акустическая эмиссия. Применение для испытания материалов и изделий / В. А. Грешников, Ю. Б. Дробот. – Москва : Изд-во стандартов, 1976. – 236 с.
4. Поллок, А. А. Акустико-эмиссионный контроль / А. А. Поллок // Металлы (Metals handbook). – ASM International, 1989. – Т. 17. – С. 278–294.
5. Вадутов, О. С. Математические основы обработки сигналов : учеб. пособие / О. С. Вадутов. – Томск : Изд-во Томского политехн. ун-та, 2011. – 212 с.
6. Вычислительная математика : метод. указания / сост. И. В. Епанешникова. – Хабаровск : Изд-во ХГТУ, 2004. – URL: pnu.edu.ru
7. Суранов, А. Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям / А. Я. Суранов. – Москва : ДМК Пресс, 2007. – 536 с.

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И КОМПЛЕКСОВ

А. В. Ионов, В. А. Лопухин, М. Б. Шехтман

НПФ «КРУГ», г. Пенза, Россия

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ «ЦИФРОЙЛ» ДЛЯ КОММЕРЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ НЕФТИ И НЕФТЕПРОДУКТОВ

В рамках цифровизации нефтегазовой отрасли, играющей ключевую роль в экономике страны и обладающей колоссальными возможностями, внедрение цифровых технологий необходимо на всех этапах добычи, транспортировки и переработки нефти для постоянного контроля количества и качества нефти и нефтепродуктов.

Нефтегазовые компании всегда уделяют большое внимание вопросам учёта нефти и нефтепродуктов и ведут постоянную работу по совершенствованию метрологического обеспечения систем учёта для повышения их точности, достоверности и надёжности. Задача повышения качества нефтепродуктов выпускаемых на нефтеперерабатывающих заводах (НПЗ) и как следствие обеспечение конкурентоспособности неразрывно связана с совершенствованием систем контроля качества нефти и нефтепродуктов для своевременного и достоверного представления данных системам управления производством и технологическими процессами.



До недавнего времени большую часть рынка занимали иностранные вычислители расхода. Однако, в связи с объявленным Правительством РФ курсом на импортозамещение, а также с действующими санкциями со стороны США и стран Евросоюза появилась потребность в отечественных вычислителях расхода нефти и нефтепродуктов с характеристиками, не хуже зарубежных аналогов. Данные обстоятельства являлись благоприятными предпосылками для разработки и вывода на рынок отечественного инновационного вычислителя расхода нефти и нефтепродуктов «Цифройл».

Назначение

Вычислитель расхода «Цифройл» предназначен для вычисления расхода и количества сырой и товарной нефти и нефтепродуктов, таких как:

- нефть;
- бензин;
- газовый конденсат;
- топливо, занимающее по плотности промежуточное место между бензином и керосином;
- топливо для реактивных двигателей, керосин для реактивных двигателей, авиационное реактивное топливо ДЖЕТ А, керосин;
- дизельное топливо, печное топливо, мазут;

- смазочное масло нефтяного происхождения, полученное из дистиллятных масляных фракций с температурой кипения выше 370 °С.

Области применения

Вычислитель совместно с первичными преобразователями расхода, давления, температуры, плотности и влажности может использоваться на предприятиях добычи, транспортировки, переработки и хранения нефти и нефтепродуктов

- в составе СИКН/СИКНП;
- в системах технического учета.

Преимущества

Традиционные системы сбора и обработки информации (СОИ) СИКН являются 2-х уровневыми: средний (вычислитель и ПЛК) и верхний уровень (АРМ оператора). Вычислитель расхода «ЦифрОйл» позволяет пересмотреть традиционное представление о СОИ СИКН (вычислитель + компьютер), т.к. объединяет в одном приборе функции:

- вычислителя;
- ПЛК;
- АРМ оператора;
- сервера единого времени.

В отличие от других вычислителей, «ЦифрОйл» самодостаточен:

- **оснащен цветным сенсорным экраном**, обеспечивающим просмотр информации и управление исполнительным оборудованием СИКН;
- есть **модуль памяти**, осуществляющий хранение текущих и ретроспективных данных в течение длительного времени (от трех лет);
- имеет **порт для связи с принтером**, что обеспечивает печать отчетных документов;
- опционально может быть **укомплектован приемником (антенной) временной синхронизации** и выполнять функции **Сервера единого времени**, что позволяет осуществлять коррекцию системного времени, как своего, так и абонентов сети, **достигая точности синхронизации 10 мкс** (при использовании сигнала 1PPS) и 10 мс (при использовании данных ГЛОНАСС/GPS);
- **обладает высокой точностью.**

Таблица 1

Метрологические характеристики вычислителя расхода нефти и нефтепродуктов «ЦифрОйл»

Относительная погрешность измерений частоты сигнала от расходомеров и плотномеров	$\pm 0,001 \%$
Относительная погрешность вычислений	$\pm 0,00001 \%$
Относительная погрешность определения массы брутто	$\pm 0,035 \%$
Межповерочный интервал	4 года

Все это позволяет создать новый измерительно-вычислительный комплекс применительно к конкретной задаче и избежать отказов основных функций СИКН, по причине пропадания связи между средним и верхним уровнем. Для повышения надежности системы поддерживается схема 100 % резервирования.

Стандартные протоколы связи

Реализация СОИ СИКН на вычислителе «ЦифрОйл» не означает отказа от возможности передачи информации на верхний уровень. Наоборот, за счет поддержки открытых протоколов обмена данными можно будет легко строить как малые системы учета, содержащие 1–2 устройства, так и большие распределенные СОИ СИКН, а также встраивать их в уже имеющиеся у Заказчика информационно-управляющие системы.

Однако, верхний уровень (АРМ) будет необходим только для отображения информации (например, сразу от нескольких устройств).

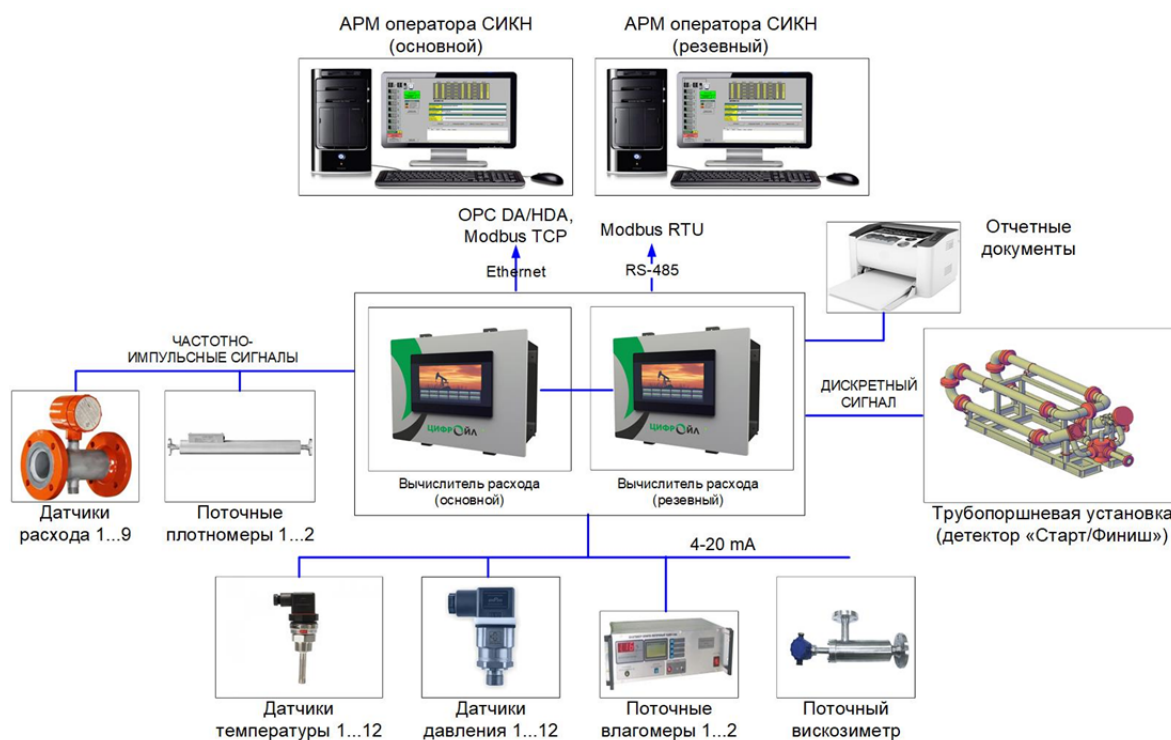
Обмен информацией между вычислителем расхода «ЦифрОйл» и АРМ оператора СИКН осуществляется:

- по проводным каналам связи (RS-485 или Ethernet);
- по беспроводным каналам связи (GSM/GPRS-канал сотовой связи).

Поддерживаются стандартные протоколы:

- MODBUS RTU/TCP;
- OPC DA/HDA.

При пропадании связи между средним и верхним уровнем, либо выходом из строя АРМ оператора (в т.ч. «зависание» компьютера верхнего уровня) СИКН в целом остается работоспособным, т.к. все операции можно выполнить посредством вычислителя «ЦифрОйл» и будет сохранена целостность информации. После восстановления работоспособности АРМа (верхнего уровня) вся необходимая информация будет загружена без потерь.



Нормативные документы

Вычислитель расхода «ЦифрОйл», а также его технические и метрологические характеристики, отвечают требованиям нормативных документов по учёту нефти:

- ГОСТ Р 8.595 Масса нефти и нефтепродуктов. Общие требования к методикам выполнения измерений;
- Р 50.2.076 Плотность нефти и нефтепродуктов. Методы расчета. Программы и таблицы приведения;
- МИ 3532 Рекомендации по определению массы нефти при учетных операциях с применением систем измерений количества и показателей качества нефти.
- МИ 3380 Преобразователи объемного расхода. Методика поверки на месте эксплуатации поверочной установкой;
- МИ 3151 Преобразователи массового расхода. Методика поверки на месте эксплуатации трубопоршневой поверочной установкой в комплекте с поточным преобразователем плотности.

Функции

Основные функции вычислителя:

- сбор и обработка информации от датчиков расхода, температуры, давления, плотности, влагосодержания и вязкости;
- контроль достоверности принимаемой информации по граничным значениям, скорости изменения и по другим критериям;
- вычисление параметров учёта нефти/нефтепродуктов и приведение к стандартным условиям в соответствии с ГОСТ Р 8.595 и Р 50.2.076;
- вычисление итоговых данных за отчетные интервалы времени (2 часа / смену / сутки) и формирование текущих отчетов;
- отображение параметров на встроенном сенсорном цветном дисплее в виде мнемосхем, графиков и таблиц;
- формирование журнала аварийных событий, в том числе регистрация изменений констант, настроек и конфигурации;
- регистрация событий и формирование протокола сообщений;
- разграничение прав доступа по паролям;
- коррекция системного времени;
- передача данных на верхний уровень;
- автоматизированное выполнение КМХ;
- формирование протоколов поверки и КМХ;
- формирование актов приема-сдачи, паспортов качества нефти/нефтепродуктов;
- возможность подключения резервиру-

емых датчиков с автоматическим переключением в случае неисправности;

- поддержка 100% «горячего» резервирования вычислителей;
- управление электрозадвижками и насосами узла учёта;
- управление отбором проб.

Видеокадры (мнемосхемы)

Графический интерфейс содержит несколько десятков видеокадров, на которых отображаются:

- схема СИКН (БИК и измерительные линии);
- сводное табло технологических параметров;
- данные по откачке (по измерительным линиям);
- управление исполнительными механизмами и технологическим оборудованием;
- управление отбором проб;



Идет поверка	ТПР № 1	Режим Поверка	№ anomal. измерения 0
Кол-во точек 3	2	КМХ	Ошибка аномальности 0.00
Кол-во измерений 3	3	ТПУ к. ПР	Предел аномальности 0.00
Шаг прохода 2	Расход		Вязкость лаб., сСт 15.00
Идет измерение	Задание 92.0 м3/ч	Текущий 92.0 м3/ч	Вязкость изм., сСт 75.02
Время прохода 14.10			
Кол-во имп. 569.00			
СТАРТ ОЧИСТКА ЗАВЕРШЕНИЕ		настройки	
СКОJ %	0.000		Результаты
КJ устан. имп/м3	1566.59		Протокол КМХ по ТПУ
КJ получ. имп/м3	0.00		Протокол поверки
δ j %	4.803		
f j Гц	59.79		
Ktpj	0.954170		
На главную			

Плотн-ть нефти1	868.56	кг/м3	K 0	-1.10620E+3
611.0	1000.0		K 1	2.04354E -1
			K 2	1.46398E -3
Начало шкалы	611.00		K 18	-6.66750E -5
Конец шкалы	1000.00		K 19	-4.72090E -2
Нижняя аварийная граница	611.20		K 20A	-2.13300E -4
Нижняя технолог. граница	849.00		K 20B	5.65100E -7
Верхняя технолог. граница	916.00		K 21A	-1.08100E -1
Верхняя аварийная граница	921.00		K 21B	-5.28800E -4
		Заккрыть		

Оперативный двухчасовой отчет

Дата отчета: 13/02/2020

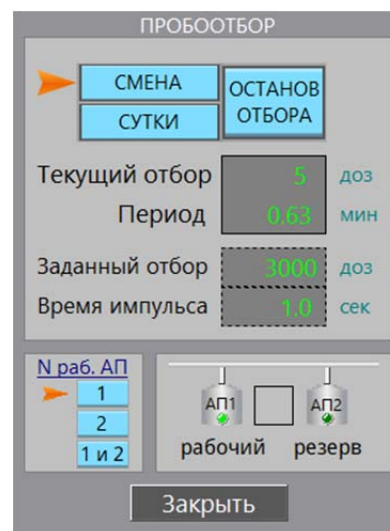
Время отчета: 14:00 - 16:00

Параметры	Ед.изм	СИКН	БИК	ИЛ 1	ИЛ 2	ИЛ 3
Объем	м3	548		274	0	274
Масса брутто	т	467		239	0	228
Температура средняя	°C	64.6	36.2	36.2	0.0	92.9
Давление среднее	МПа	1.41	1.25	1.51	0.00	1.31
Плотность средняя	кг/м3	851.4		872.4	0.0	832.4
Плотность ср. при 15 °C	кг/м3	885.1				
Плотность ср. при 20 °C	кг/м3	881.6				
Содерж. воды среднее	%		0.01			
Объем нарастающий	м3	42089		19482	0	22159
Масса брутто нараст.	т	35679		16924	0	18365
Объем нар. с начала сут.	м3	1953		976	0	977
Масса нар. с начала сут.	т	1660		849	0	811

Представитель сдающей стороны _____ Представитель принимающей стороны _____
Оператор _____ Оператор _____

Заккрыть

- выполнение поверки и контроля метрологических характеристик расходомеров;
- выполнение контроля метрологических характеристик плотномеров;
- выполнение контроля метрологических характеристик влагомеров;
- товарные операции (закрытие партий нефти);
- окно отчетных документов (за 2 часа / смену / сутки);
- графики (тренды) контролируемых параметров;
- сигнализация нарушений;
- протокол событий;
- окно свойств, позволяющее изменять настройки сигналов в режиме реального времени.



Основными принципами при разработке вычислителя расхода «ЦифрОйл» являлись: открытость, возможность его дальнейшего развития, наращивание новых функций. Под этим понималась поддержка стандартных протоколов (RS-485, TCP/IP, Modbus, OPC и др.), гибкая настройка системы, дружелюбный пользовательский интерфейс, возможность взаимодействия с другими системами, и, наконец, модульность, позволяющая заменять, дополнять, модернизировать как программное обеспечение, так и любые стандартные единицы оборудования.

Вычислитель расхода «ЦифрОйл» является ценным источником данных, которые могут быть использованы при решении разнообразных информационных задач. Например, оценка объема добычи, балансовые задачи, расчет себестоимости подготовки товарной нефти и т.д.

Технические характеристики

Таблица 2

Основные технические характеристики вычислителя расхода нефти и нефтепродуктов «ЦифрОйл»

Измеряемая среда	Нефть и нефтепродукты
1	2
– Плотность	611,2...1163,9 кг/м ³
– Объемная доля воды	0...97 %
– Содержание свободного газа	не допускается
Кол-во измерительных линий	до 9
Кол-во подключаемых плотномеров	до 2
Кол-во подключаемых влагомеров	до 2
Кол-во подключаемых пробоотборников	до 2
Кол-во токовых (4–20 mA) сигналов	до 32
Приведенная погрешность измерений силы постоянного тока	± 0,05 %
Кол-во частотно-импульсных сигналов	до 24
Относительная погрешность измерений частоты	± 0,001 %
Относительная погрешность вычислений:	
– плотности	± 0,01 %
– массы брутто	± 0,035 %
Сенсорный цветной монитор	7" (800x480)

1	2
Интерфейсы связи для обмена информацией с внешними устройствами	1. Порт Ethernet – для передачи данных на верхний уровень по протоколам Modbus TCP, OPC DA/HDA. 2. Порт RS-485 (Modbus RTU) – для передачи данных на верхний уровень или для подключения устройств с цифровым интерфейсом. 3. Порт RS-232 – для подключения устройства с цифровым интерфейсом. 4. Встроенный GSM/GPRS–модем (опционально) – для передачи данных на верхний уровень
Напряжение питания, В	–20...28 В или ~198...242 В
Потребляемая мощность	Не более 60 Вт
Габаритные размеры и способы размещения (ШхВхГ): – в шкаф – в 19” стойку – навесное исполнение	340×270×200 мм 482,6×270×200 мм 315×240×200 мм
Масса	8 кг
Условия эксплуатации: – температура воздуха – влажность воздуха (при 35 °С) – атмосферное давление	от 0 до 50 °С до 85 % от 84 до 106 кПа
Межповерочный интервал	4 года
Средний срок службы	не менее 10 лет

Выводы

Вычислитель расхода «ЦифрОйл» является полностью отечественной разработкой. Он создан благодаря более чем 20-летнему опыту компании НПФ «КРУГ» по созданию программного обеспечения для систем коммерческого учета нефти и нефтепродуктов. Многолетний опыт эксплуатации внедрённых систем измерения количества и показателей качества нефти подтвердил возможность применения программного обеспечения НПФ «КРУГ» для реализации сложнейших задач, связанных с коммерческим учетом нефти. Производством и сервисным обслуживанием вычислителя занимается компания «ЦифроСистем».

Вычислитель расхода «ЦифрОйл» внесен в реестр средств измерений РФ (регистрационный № 75827-19) и реестр Росаккредитации РФ, получена Декларация ЕЭС о соответствии требованиям ТР ТС 004/2011 «О безопасности низковольтного оборудования», ТР ТС 020/2011 «Электромагнитная совместимость технических средств».

Вычислитель «ЦифрОйл» прошёл промышленные испытания на объекте «Башнефть-Добыча» в Республике Башкортостан.

М. А. Щербаков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

АНАЛИЗ И ФОРМИРОВАНИЕ СПЕКТРА СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗАЦИИ ИСПЫТАНИЙ ОБЪЕКТОВ

Основной функцией системы автоматизации испытаний (САИ) является формирование динамических воздействий на объект испытания (ОИ), обеспечивающих вос-

произведение в лабораторно-стендовых условиях вибрационного или акустического состояния объекта, имеющего место в реальных условиях эксплуатации [1]. В качестве критерия адекватности моделируемого состояния изделия реальному обычно используется тождественность в спектральном смысле вибрационного или акустического процесса в некоторой точке (ряде точек) испытуемого образца соответствующим эксплуатационным процессам, которые в подавляющем большинстве случаев имеют случайный характер [2]. Таким образом, целью управления является получение на выходе динамического объекта, состоящего из источника воздействия и испытуемого образца, свойства которого априори неизвестны, случайного процесса с заданным спектром [3].

В соответствии с дискретным характером представления информации в САИ под ОИ будем подразумевать комплекс технических средств, включающий в себя наряду с трактом «источник воздействия – изделие», также фильтры нижних частот, предназначенные для ограничения частотной полосы сигналов, аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи. Объект управления (ОУ) включает в себя кроме ОИ блоки формирования спектра воздействия и анализа спектра реакции. Входными и выходными координатами ОУ являются соответственно параметры вектора U_x спектра воздействия и вектора U_y спектра реакции ОИ.

В режиме настройки на основе измерения вектора E ошибок рассогласования между заданным и действительным спектрами реакции ОУ, характеризуемыми соответственно векторами параметров D_y и U_y , осуществляется коррекция вектора U_x параметров спектра воздействия в направлении, уменьшающим норму вектора E . После достижения необходимой степени точности воспроизведения заданного спектра процесс настройки на заданный режим испытаний заканчивается и система переходит в режим испытания.

В установившемся состоянии ОУ можно рассматривать как статическую систему и описать нелинейной вектор-функцией

$$U_y = F(U_x). \quad (1)$$

Физический смысл векторов $U_x = \{u_x(k)\}$ и $U_y = \{u_y(k)\}$, характеризующих соответственно спектральные плотности входного $x(n)$ и выходного $y(n)$ сигналов ОИ, определяются реализованными в системе методами формирования и анализа спектра случайных процессов.

Предлагается для формирования спектра случайных процессов в САИ использовать способ цифровой нерекурсивной фильтрации, а для анализа спектра – метод модифицированных периодограмм [4].

В ходе анализа спектра осуществляется разбиение реализации $y(n)$ процесса на L сегментов $y_l(n)$ длиной N отсчетов, сдвинутых друг относительно друга на D отсчетов. Каждая последовательность $y(n)$ модифицируется путем умножения ее на временное окно $w(n)$. После чего вычисляется ДПФ модифицированных последовательностей

$$Y_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n)w(n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn) \quad (2)$$

и периодограммы

$$I_y^l(k) = \frac{1}{E} |Y_l(k)|^2, \quad l = 0, \dots, L-1,$$

где E – энергия окна, равная $w^2(0) + \dots + w^2(N-1)$. Оценка $\hat{S}_y(k)$ спектра случайного сигнала $y(n)$ вычисляется по формуле

$$\hat{S}_y(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} I_y^l(k). \quad (3)$$

Выполняемое в данном методе вычисление ДПФ сдвинутых последовательностей, получившее название “скачущего” быстрого преобразования Фурье (БПФ) [4], эквивалентно обработке анализируемого сигнала $y(n)$ с помощью гребенки полосовых фильтров. Действительно, преобразуя соотношение (2) к виду

$$Y_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w(N-1-n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} k(N-1-n)\right) y(N+1D-1-n)$$

получаем уравнение цифрового нерекурсивного фильтра с импульсной характеристикой $w(N-1-n) \exp[-j2\pi k(N-1-n)/N]$. Значение коэффициента $Y_l(k)$ в таком случае определяется отсчетом выходной последовательности фильтра, взятым в точке $N+1D-1$. Для вычисления N коэффициентов $Y_l(k)$, $k=0, \dots, N-1$ необходим набор из N параллельно соединенных цифровых анализирующих фильтров с частотными характеристиками

$$W_a^k(\omega) = \exp[-j\omega(N-1)] W^*(\omega - k\Delta\omega)$$

где $W(\omega)$ – преобразование Фурье временного окна $w(n)$, $\Delta\omega = 2\pi/N$.

Так как коэффициент $Y_l(N-k) = Y_l^*(k)$, значение периодограммы $I_y^l(k)$ может быть получено путем перемножения выходных последовательностей k -го и $(N-k)$ -го цифровых фильтров. Вычисляя далее среднее арифметическое L значений образованных произведений, получим оценку спектра анализируемого сигнала, совпадающую с (3).

Таким образом, анализ спектра реакции (АСР) методом модифицированных периодограмм может быть представлен в виде эквивалентной структурной схемы, изображенной на рис. 2. Арифметический блок, обозначенной на схеме Σ , выполняет вычисления по формуле (3), а блок выборки (БВ) – операцию прореживания, пропуская на выход каждый N -й отсчет входной последовательности.

В установившемся состоянии после усреднения бесконечно большого числа периодограмм исследуемого процесса на выходах анализатора спектра имеем

$$u_y(k) = \lim_{L \rightarrow \infty} \hat{S}_y(k) = M \{Y_l(k) Y_l(N-k)\}, \quad (4)$$

то есть выходная координата $u_y(k)$ ОУ представляет собой математическое ожидание от произведения выходных сигналов цифровых фильтров с характеристиками $W_{ak}(\omega)$ и $W_{a(N-k)}(\omega)$.

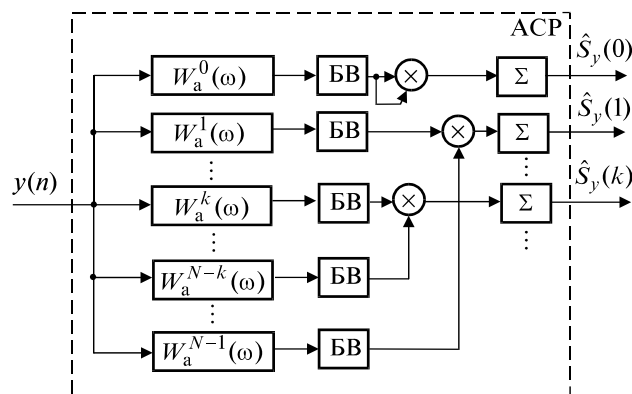


Рис. 2. Эквивалентная схема анализа спектра

Рассмотрим теперь предлагаемый способ формирования спектра случайных воздействий с помощью цифровой нерекурсивной фильтрации [5]. Представим импульсную характеристику $h(n)$ цифрового формирующего фильтра (ЦФФ) в виде произведения $w(n)g(n)$. Тогда частотная характеристика ЦФФ может быть записана в следующей форме:

$$\begin{aligned}
H(\omega) &= \sum_{n=0}^{N-1} w(n)g(n)\exp(-jn\omega) = \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{G(k)}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n)\exp[-jn(\omega - k\Delta\omega)] = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{G(k)}{N} W_{\Phi}^k(\omega),
\end{aligned} \tag{5}$$

где $W_{\Phi}^k(\omega)$ – частотная характеристика полосового формирующего фильтра, равная $W(\omega - 2\pi k/N)$; $G(k)$ – ДПФ функции $g(n)$.

Из данного соотношения следует, что нерекурсивный ЦФФ с импульсной характеристикой длиной N эквивалентен гребенке из N полосовых фильтров с частотными характеристиками $W_{\Phi}^k(\omega)$ и может быть представлен изображенной на рис. 3 структурной схемой. При этом форма частотных характеристик элементарных полосовых фильтров определяется преобразованием Фурье функции $w(n)$, а амплитуды их пиковых значений – ДПФ функции $g(n)$. Так как характеристики полосовых фильтров при конечной длине N окна $w(n)$ не являются идеальными, для формирования случайного процесса с отличным от нуля спектром в заданном диапазоне частот необходимо использовать фильтры с перекрывающимися частотными характеристиками. На рис. 4 изображены типичные характеристики полосовых фильтров с перекрытием равным $\Delta\omega$. Такие фильтры иногда называют квазиортогональными [1].

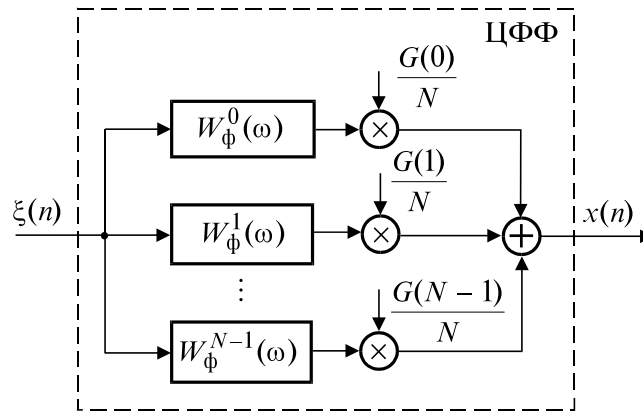


Рис. 3. Схема формирования спектра

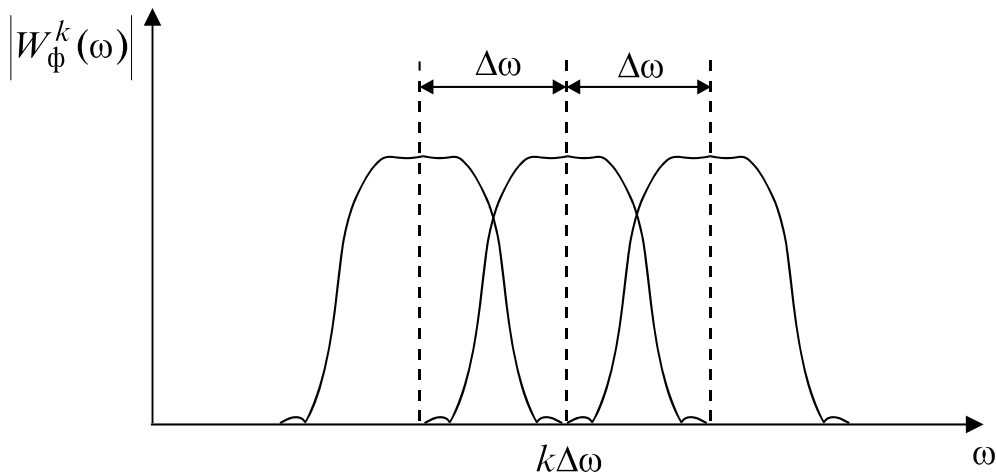


Рис. 4. Типичные характеристики полосовых фильтров

Запишем выражение для спектра процесса $x(n)$ на выходе ЦФФ в следующем виде:

$$S_x(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} S_{x_i x_j}(\omega), \quad (6)$$

где $S_{x_i x_j}(\omega)$ – взаимные спектральные плотности процессов на выходах i -го и j -го полосовых фильтров. Из свойства квазиортогональности полосовых фильтров следует, что взаимный спектр $S_{x_i x_j}(\omega)$ равен нулю, если $|i - j| > 1$. Тогда из выражения (6) будем иметь

$$S_x(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} S_{x_i x_i}(\omega) + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \operatorname{Re}\{S_{x_i x_{i+1}}(\omega)\}, \quad (7)$$

где $\operatorname{Re}\{\bullet\}$ означает действительную часть комплексного числа.

Наличие второго слагаемого в (7) обусловлено перекрытием частотных характеристик полосовых фильтров, влияние которого можно исключить, если воспользоваться двумя источниками независимых первичных случайных процессов $\xi_1(n)$ и $\xi_2(n)$, причем один из них поступает на полосовые фильтры с четными, а второй – с нечетными номерами.

В связи с этим представим блок формирования спектра воздействия (ФСВ) в виде параллельного соединения двух нерекursивных ЦФФ, как это показано на рис. 5, с частотными характеристиками

$$H_1(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} G(2k)W(\omega - 2\pi k\Delta\omega),$$

$$H_2(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} G(2k+1)W(\omega - (2k+1)\pi\Delta\omega).$$

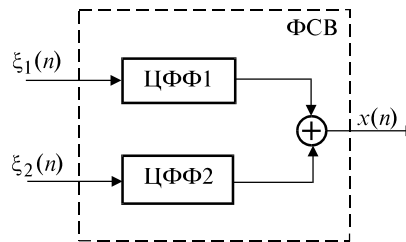


Рис. 5. Схема формирования спектра воздействия из двух независимых случайных процессов

Выражение для спектра процесса $x(n)$ на выходе блока ФСВ, построенного по такой схеме, существенно упрощается и принимает вид

$$S_x(\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} S_{x_i x_i}(\omega) = \frac{D_\xi}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |G(k)|^2 |W_\Phi^k(\omega)|^2, \quad (8)$$

где D_ξ – дисперсия процессов $\xi_1(n)$ и $\xi_2(n)$, а $W_\Phi^k(\omega) = W(\omega - k\Delta\omega)$.

В качестве параметров спектра воздействия в этом случае целесообразно выбрать величины

$$u_x(k) = \frac{1}{N^2} D_\xi |G(k)|^2, \quad (9)$$

являющиеся коэффициентами разложения в (8). Расчет импульсных характеристик $h_1(n)$ и $h_2(n)$ ЦФФ по заданным параметрам $u_x(k)$ осуществляется по методике, согласно которой импульсная характеристика одного из фильтров определяется параметрами спектра воздействия с четными аргументами, а другого – с нечетными.

В соответствии с центральной предельной теоремой [6] закон распределения случайного процесса $x(n)$ на выходе цифрового нерекурсивного фильтра с увеличением N стремится к нормальному независимо от плотности распределения первичного шума $\xi(n)$. С целью сокращения вычислительных затрат при реализации ЦФФ в качестве первичных случайных процессов $\xi_1(n)$ и $\xi_2(n)$ наиболее целесообразно использовать бинарный шум. В этом случае вычисление свертки не требует выполнения операций умножения. Данное обстоятельство позволяет выбирать длину N импульсной характеристики ЦФФ достаточно большой ($128 \div 512$), что повышает разрешающую способность формирования спектра и делает ничтожным отличие закона распределения воздействующего на объект сигнала от нормального.

Библиографический список

1. Гетманов, А. Г. Автоматическое управление вибрационными испытаниями / А. Г. Гетманов, П. И. Дехтяренко, Б. Ю. Мандровский-Соколов. – Москва : Энергия, 1978. – 112 с.
2. Гребенюк, Е. А. Системы управления испытаниями на широкополосную случайную вибрацию (ШСВ): два подхода к синтезу алгоритмов / Е. А. Гребенюк, М. Г. Логунов, И. В. Никифоров // Автоматика и телемеханика. – 1995. – № 11. – С. 7–30.
3. Туник, А. А. Автоматизация стендовых испытаний на основе микроЭВМ / А. А. Туник, В. Г. Цывинский, Б. Ю. Мандровский-Соколов // Управляющие системы и машины. – 1981. – № 3. – С. 82–86.
4. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – Москва : Мир, 1978. – 848 с.
5. Каппелини, В. Цифровые фильтры и их применение / В. Каппелини, А. Дж. Константинидис, П. Эмилиани. – Москва : Энергоатомиздат, 1983. – 360 с.
6. Левин, Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике / Б. Р. Левин. – Москва : Советское радио, 1957. – 495 с.

**В. Я. Горячев, Д. И. Нефедьев, Т. Ю. Бростилова,
С. В. Кисляков, В. В. Козлов, С. В. Голобоков**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ФАЗОВЫМ ДАТЧИКОМ

О характеристиках информационно-измерительной системы (ИИС) можно судить по функции преобразования, которая определяет связь входной величины, роль которой в нашем случае выполняет перемещение, с выходной величиной. Выходной величиной ИИС с датчиком линейных перемещений является аргумент выходного напряжения или тока измерительного устройства, в состав которого входят генератор, датчик, фазовра-

щатель опорного напряжения, фазовращатель одного из выходных напряжений датчика, сумматор. Такая блок-схема ИИС используется при однофазном питании датчика [1].

Для получения выходного напряжения измерительной системы напряжение сопротивления нагрузки синусной обмотки следует сдвинуть по фазе на 90° в сторону запаздывания и сложить его с напряжением косинусной обмотки.

Учитывая то, что выходные напряжения пропорциональны токам при равенстве сопротивлений нагрузки синусной и косинусной обмоток, получим: $\underline{I}'_s = \underline{I}_s e^{-j90^\circ}$, тогда

$$\underline{I}'_s = \underline{E}_r \frac{p \underline{M}_{rsm} \sin\left(\frac{2\pi}{l} x\right)}{p^2 \underline{M}_{rsm} - \underline{Z}_{rr} (\underline{Z}'_s + p \underline{L}_{sm})} e^{-j90^\circ},$$

где $\underline{E}_r$ – ЭДС источника питания; $p = j\omega t$ – оператор; $\underline{M}_{rsm}$ – взаимная индуктивность равномерной и синусной обмоткой; l – длина информационной линейки; $\underline{Z}_{rr}$ – полное сопротивление равномерной обмотки; $\underline{L}_{sm}$ – индуктивность синусной обмотки.

Введём понятие выходного тока системы:

$$\begin{aligned} \underline{I}_d &= \underline{I}_c + \underline{I}'_s = \underline{I}_c - j \underline{I}_s = \\ &= \underline{E}_r \frac{p \underline{M}_{rsm}}{p^2 \underline{M}_{rsm}^2 - \underline{Z}_{rr} (\underline{Z}'_s + p \underline{L}_{sm})} \left(\cos\left(\frac{2\pi}{l} x\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{l} x\right) \right) = \\ &= \underline{E}_r \frac{p \underline{M}_{rsm}}{p^2 \underline{M}_{rsm}^2 - \underline{Z}_{rr} (\underline{Z}'_s + p \underline{L}_{sm})} e^{-j\alpha}, \end{aligned}$$

где $\underline{I}_c$ – ток косинусной обмотки,

$$\alpha = \arctg \left(- \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{l} x\right)}{\cos\left(\frac{2\pi}{l} x\right)} \right) = - \frac{2\pi}{l} x.$$

На рис. 1 приведены векторы выходного тока для 24 положений магнитного шунта относительно информационной линейки. Начальная фаза выходного тока пропорциональна положению шунта.

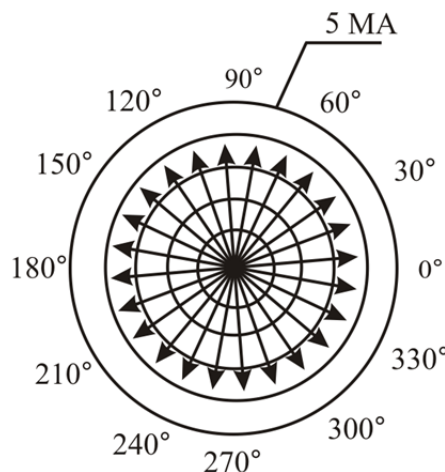


Рис. 1. Векторы выходного тока

Выражение для выходного тока запишем в другом виде:

$$\underline{I}_d = \underline{K} e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)},$$

где $\underline{K} = \underline{E}_r \frac{p \underline{M}_{rsm}}{p^2 \underline{M}_{rsm}^2 - \underline{Z}_{rr}(\underline{Z}_s' + p \underline{L}_{sm})}$.

В идеализированной ИИС, если начальную фазу опорного напряжения принять равной нулю, то функция преобразования будет представлена простейшим уравнением

$$\varphi = c \frac{2\pi}{l} x,$$

где φ – фазовый сдвиг выходного тока относительно опорного напряжения; c – коэффициент пропорциональности.

Фазовый сдвиг выходного напряжения φ относительно опорного напряжения прямо пропорционален измеряемому перемещению x .

Функция преобразования достаточно проста и может быть использована для анализа статических свойств системы регулирования.

Очевидно то, что начальная фаза выходного тока зависит от электрических параметров элементов датчика и от положения магнитного шунта на информационной линейке. В идеальной ИИС действующее значение выходного тока не зависит от x , а его начальная фаза прямо пропорциональна перемещению шунта.

Сложнее выглядят уравнения для вычисления токов и напряжений на зажимах элементов несбалансированного датчика. В этом случае сопротивление цепи косинусной обмотки не равняется сопротивлению цепи синусной обмотки. Отличие сопротивлений в значительной степени усложняет уравнение, выражающее зависимость фазы выходного напряжения от перемещения шунта.

Используя введенное ранее понятие выходного тока, получим функцию преобразования несбалансированного датчика:

$$\underline{I}_d = -\underline{E}_r \frac{(\underline{Z}_s' - p \underline{L}_{sm}) p \underline{M}_{rsm} \cos\left(\frac{2\pi}{l}x\right) - j(\underline{Z}_c' - p \underline{L}_{sm}) p \underline{M}_{rsm} \sin\left(\frac{2\pi}{l}x\right)}{\left\{ \underline{Z}_{rr} \left[\underline{Z}_s' \underline{Z}_c' + (\underline{Z}_s' - \underline{Z}_c') p \underline{L}_{cm} \cos\left(\frac{4\pi}{l}x\right) - p^2 \underline{L}_{cm}^2 \right] - \right. \\ \left. - p^2 \underline{M}_{rsm}^2 \left[\underline{Z}_c' \sin^2\left(\frac{2\pi}{l}x\right) + \underline{Z}_s' \cos^2\left(\frac{2\pi}{l}x\right) - p \underline{L}_{sm} \right] \right\}}.$$

Уравнение, представляющее зависимость фазы выходного тока от перемещения в явной форме, достаточно сложное и для краткости здесь не приводится.

Частотная характеристика функции преобразования необходима при анализе погрешности системы и ее динамических свойств.

Зависимость начальной фазы выходного тока от перемещения шунта можно получить из следующего уравнения:

$$\underline{I}_r = E \frac{p \underline{M}_{rsm}}{p^2 \underline{M}_{rsm}^2 - \underline{Z}_{rr}(\underline{Z}_s' + p \underline{L}_{sm})} e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)}.$$

Уравнение можно записать в другой форме:

$$\underline{I}_r = \underline{k} E e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)},$$

где $\underline{k}$ – функции преобразования, зависящая лишь от параметров датчика.

Ранее было введено обозначение $\underline{Z}_d = \underline{Z}'_s + p\underline{L}_{sm}$.

Коэффициент функции преобразования запишем в следующем виде:

$$\underline{k} = \frac{1}{j\omega \underline{M}_{rsm} + j \frac{1}{\omega} \frac{\underline{Z}_{rr} \underline{Z}_d}{\underline{M}_{rsm}}} = \frac{1}{j\omega \underline{M}_{rsm} + j \frac{1}{\omega \underline{M}_{rsm}} \underline{Z}_{rr} \underline{Z}_d}.$$

Амплитудно-частотная характеристика функции коэффициента функции преобразования представлена на рис. 2,а. Фазо-частотная характеристика функции преобразования представлена на рис. 2,б. Характеристики позволяют выбрать оптимальную частоту генератора при различных сопротивлениях нагрузки.

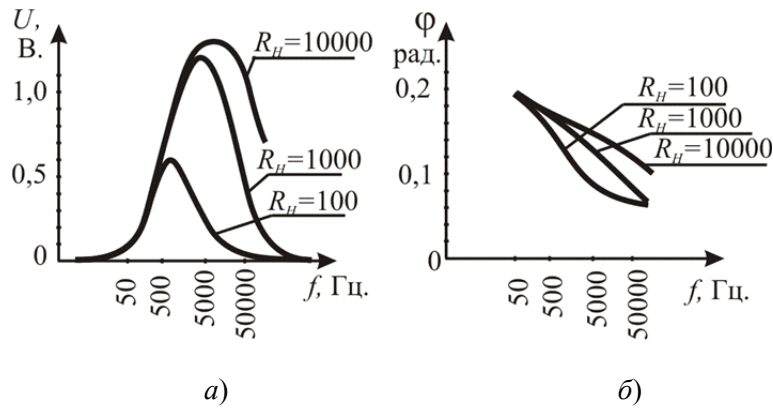


Рис. 2. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

Пренебрегая сопротивлением провода, индуктивностью рассеивания, потерями в сердечнике, индуктивностью пассивных сторон обмоток и индуктивностью обмоток при отсутствии магнитного шунта на информационной линейке, можно записать:

$$M_{rsm} = Y_{M0n} W_r W_m \frac{l}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{l} l_{ch}\right),$$

$$\underline{Z}_{rr} = j\omega W_r^2 Y_{M0n} l_{ch} + R_{ro},$$

$$\underline{Z}_{ss} = R_{so} + j\omega L_{sn} = R_{so} + j\omega W_m^2 \left(\frac{1}{2} l_{ch} + \frac{l}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{l} l_{ch} \right).$$

В приведенных формулах: Y_{M0n} – магнитная проводимость магнитопровода в зоне расположения магнитного шунта; W_r – количество витков равномерной обмотки; W_m – максимальное сопротивление периодических обмоток; l_{ch} – длина магнитопровода шунта.

При активном сопротивлении равномерной обмотки равной нулю ($R_{ro} = 0$):

$$\underline{Z}_{rr} = j\omega W_r^2 Y_{M0n} l_{ch}.$$

Тогда коэффициент функции преобразования можно представить в форме:

$$\underline{k} = \frac{1}{j\omega M_{rsm} - \frac{\underline{Z}_{rr}\underline{Z}_{ss}}{j\omega M_{rsm}}} = \frac{1}{j\omega M_{rsm} + j\frac{\underline{Z}_{rr}\underline{Z}_{ss}}{\omega M_{rsm}}}.$$

Преобразуем знаменатель дроби

$$\begin{aligned} j\omega M_{rsm} + j\frac{1}{\omega M_{rsm}}j\omega L_{rn}(R_{so} + j\omega L_{sn}) = \\ = j\omega M_{rsm} - \frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}} + j\omega \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}} = -\frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}} + j\omega \left(M_{rsm} + \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}} \right). \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\underline{k} = \frac{1}{-\frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}} + j\omega \left(M_{rsm} + \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}} \right)} = \frac{1}{-a + j\omega b},$$

аргумент знаменателя

$$\varphi = \arctg \left(-\frac{\omega M_{rsm} + \omega \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}}}{\frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}}} \right).$$

Аргумент коэффициента функции преобразования равен по модулю полученному углу, но имеет противоположный знак, поэтому

$$\alpha = \arctg \left[\omega \frac{\left(M_{rsm} + \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}} \right)}{\frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}}} \right].$$

При изменении частоты в диапазоне от 0 до ∞ угол α изменяется в пределах:

$$\text{от } 0 \text{ при } \omega=0 \text{ до } \frac{\pi}{2} \text{ при } \omega=\infty$$

или от $\frac{\pi}{2}$ при $\omega=0$ до $\frac{3}{4}\pi$ при $\omega=\infty$.

Частота, при которой угол $\alpha = \frac{\pi}{4}$ или $\frac{5}{4}\pi$,

$$\omega_k = \frac{\frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}}}{M_{rsm} + \frac{L_{rn}L_{sn}}{M_{rsm}}} = \frac{R_{so}L_{rn}}{M_{rsm}^2 + L_{rn}L_{sn}}.$$

Коэффициент будет иметь минимальное значение при $\omega=0$.

В реальных условиях сопротивление равномерной обмотки не равняется нулю.

Если $\underline{Z}_{rr} = R_r + j\omega L_r$ и $\underline{Z}_{ss} = R_{ss} + j\omega L_{ss}$, знаменатель коэффициента передачи:

$$j\omega M_{rsm} + j\frac{\underline{Z}_{rr}\underline{Z}_{ss}}{\omega M_{rsm}} = j\omega M_{rsm} + j\frac{(R_r + j\omega L_r)(R_s + j\omega L_s)}{\omega M_{rsm}} =$$

$$= -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}} + j\omega \left(M_{rsm} + \frac{R_r R_s - \omega^2 L_r L_s}{\omega^2 M_{rsm}} \right);$$

$$\alpha = \arctg \left(-\omega \frac{M_{rsm} + \frac{R_r R_s - \omega^2 L_r L_s}{\omega^2 M_{rsm}}}{\frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}}} \right).$$

Если $\omega \frac{M_{rsm} + \frac{R_r R_s - \omega^2 L_r L_s}{\omega^2 M_{rsm}}}{\frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}}} = 1,$

то
$$\omega M_{rsm} + \frac{R_r R_s - \omega^2 L_r L_s}{\omega M_{rsm}} = \frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}}.$$

Получим уравнение для определения частоты:

$$\omega^2 - \frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \omega + \frac{R_r R_s}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} = 0.$$

Корни квадратного уравнения

$$\omega_{1,2} = \frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \pm \sqrt{\left(\frac{R_r L_s + R_s L_r}{M_{rsm}^2 - L_r L_s} \right)^2 - \frac{R_r R_s}{M_{rsm}^2 - L_r L_s}}.$$

Подкоренное выражение имеет минимальное значение на частоте, значение которой можно вычислить, приравняв к нулю производную по частоте:

$$2\omega \left(M_{rsm}^2 - 2L_r L_s + \frac{L_r^2 L_s^2}{M_{rsm}^2} \right) - 2 \frac{R_r^2 R_s^2}{\omega^2 M_{rsm}^2} \omega^3 = 0,$$

$$\omega^4 = \frac{R_r^2 R_s^2}{M_{rsm} \left(M_{rsm}^2 - 2L_r L_s + \frac{L_r^2 L_s^2}{M_{rsm}^2} \right)}, \quad \omega = \sqrt[4]{\frac{R_r^2 R_s^2}{M_{rsm} \left(M_{rsm}^2 - 2L_r L_s + \frac{L_r^2 L_s^2}{M_{rsm}^2} \right)}}.$$

Полученная формула используется для вычисления оптимальной частоты питающего генератора. При использовании в ИИС генератора цепи равномерной обмотки с рекомендованной частотой при сопротивлении нагрузки равной 1000 Ом обеспечивается максимальное напряжение на выходе, и, следовательно, устойчивость системы к внешним влияющим факторам. Приведенные характеристики справедливы для ИИС с фазовым датчиком перемещений до 160 мм.

Библиографический список

1. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2005. – 307 с.
2. Батоврин, А. А. Электромашинные фазовращатели / А. А. Батоврин. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1986. – 124 с.
3. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – Москва : Наука, 1986. – 544 с.
4. Уайлд, Д. Оптимальное проектирование / Д. Уайлд. – Москва : Мир, 1981. – 153 с.

**В. Я. Горячев¹, Д. И. Нефедьев¹, С. А. Бростилов¹,
О. К. Абдирашев², А. А. Трофимов¹, Ю. А. Шатова¹**

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²Евразийский национальный университет им. Л. Н. Гумилёва, г. Астана, Казахстан

ВЛИЯНИЕ СПЕКТРАЛЬНОГО СОСТАВА НАПРЯЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА НА ПОГРЕШНОСТЬ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ФАЗОВЫМ ДАТЧИКОМ

Основной характеристикой любой информационно-измерительной системы (ИИС) является погрешность измерения, зависящая от ряда внешних факторов и факторов, определяемых свойствами элементов самой системы. Одним из факторов, определяющих систематическую погрешность ИИС, является качество синусоидального напряжения источника, питающего равномерно распределенную обмотку датчика ИИС.

В общем случае электродвижущая сила источника питания датчика, не является синусоидальной функцией времени. Ее зависимость от времени описывается следующим уравнением

$$e(t) = E_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + E_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_2) + E_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots + E_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) + \dots,$$

где $E_{1m}, E_{2m}, \dots$ – амплитуды соответствующих гармонических составляющих сигнала;

$\varphi_1, \varphi_2, \dots$ – начальные фазы гармонических составляющих;

ω – частота основной гармоники.

Записывая ряд Фурье в комплексной форме, получаем:

$$e(t) = I_m \left(E_{1m} e^{j(\omega t + \varphi_1)} + E_{2m} e^{j(2\omega t + \varphi_2)} + \dots + E_n e^{j(\omega t + \varphi_n)} \dots \right).$$

Используя принцип независимости действия, получим выходной ток датчика ИИС, переход через нулевое мгновенное значение которого и определяет измеряемое перемещение, в следующем виде

$$i_{вых}(t) = \text{Im} \left[\underline{K}(\omega) e^{j\varphi_k} e^{jcx} \left(E_{1m} e^{j(\omega t + \varphi_1)} + E_{2m} e^{j(2\omega t + \varphi_2)} + \dots + E_{nm} e^{j(n\omega t + \varphi_n)} + \dots \right) \right],$$

где $\underline{K}(\omega) e^{j\varphi_k} e^{jcx}$ – коэффициент, зависящий от функции преобразования ИИС.

Уравнение тока в другом виде

$$i_{вых}(t) = I_m \left[\begin{aligned} &K(\omega) e^{j\varphi_k(\omega)} e^{jcx} E_{1m} e^{j(\omega t + \varphi_1)} + \\ &+ \underline{K}(2\omega) e^{j\varphi_k(2\omega)} e^{jcx} E_{2m} e^{j(2\omega t + \varphi_2)} + \\ &+ \dots + \underline{K}(n\omega) e^{j\varphi_k(n\omega)} e^{jcx} E_{nm} e^{j(n\omega t + \varphi_n)} + \dots \end{aligned} \right].$$

Обозначим

$$I_{1m} = K(\omega) E_{1m}; I_{2m} = K(2\omega) E_{2m}; I_{nm} = K(n\omega) E_{nm},$$

$$\text{тогда } i_{\text{вых}}(t) = \text{Im} \left[I_m e^{j(\omega t + \varphi_1 + \varphi_k(\omega) + cx)} + I_{2m} e^{j(2\omega t + \varphi_2 + \varphi_k(2\omega) + cx)} + \right. \\ \left. + \dots + I_{nm} e^{j(n\omega t + \varphi_n + \varphi_k(n\omega) + cx)} + \dots \right]$$

В качестве регистрирующего прибора в ИИС используется фазометр, измеряющий отрезок времени между моментами времени t_1 и t_2 . В момент времени t_1 мгновенное значение опорного напряжения равно нулю при переходе с отрицательного значения в положительное значение. В момент времени t_2 мгновенное значение выходного тока равно нулю.

Рассмотрим простейший случай. Если коэффициент $K(\omega)e^{j\varphi_k}e^{jcx} = 1$, ряд Фурье содержит лишь первую и вторую гармонические составляющие. Предположим также то, что ряд содержит лишь синусоидальные составляющие. Тогда:

$$i_{\text{вых}}(t) = I_{1m} \sin(\omega t + cx) + I_{2m} \sin(2\omega t + cx)$$

или в комплексной форме:

$$i_{\text{вых}}(t) = \text{Im} [I_{1m} e^{j(\omega t + cx)} + I_{2m} e^{j(2\omega t + cx)}].$$

Рассмотрим положение векторов на комплексной плоскости в момент времени при $t = t_1 = \text{const} = 0$ различных значениях x .

Так как $c = -\frac{2\pi}{l}$ при изменении x от нуля до l , вектор тока первой гармоники совершит один оборот вокруг начала координат. Вектор тока второй гармонической составляющей совершит также один оборот. Таким образом, начальные фазы токов изменятся на 360 градусов.

Временные диаграммы составляющих тока представлены на рис. 1.

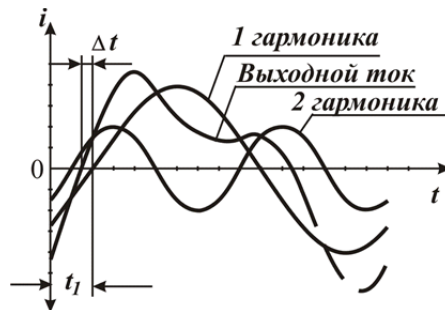


Рис. 1. Временные диаграммы тока

В соответствии с временной диаграммой синусоида первой гармонической составляющей пересечет ось времени в момент времени t_1 . Вторая гармоническая составляющая при перемещении шунта на расстояние x изменит свою начальную фазу на тот же угол. Но в масштабе времени смещение синусоиды второй гармонической составляющей будет в два раза меньше во времени, чем смещение синусоиды первой гармоники. Результирующая кривая выходного тока пересечет ось времени раньше момента времени t_1 на отрезок Δt .

При перемещении шунта по информационной линейке в этом случае, если выходной ток содержит гармонические составляющие, возникает погрешность, вызванная относительным смещением синусоидальных функций различных частот.

Если положение магнитного шунта определяется величиной x , то в момент времени $t = 0$ вектор первой и второй гармонической составляющей будут направлены под

углом c по отношению к оси отсчета углов (рис. 2). Из предыдущих рассуждений очевидно, что $c = -\frac{2\pi}{l}$.

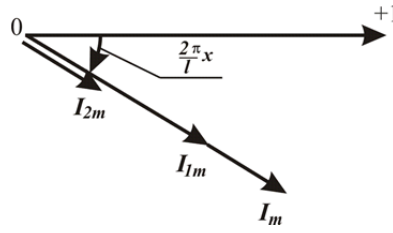


Рис. 2. Диаграмма гармонических составляющих выходного тока

Запишем ряд в векторной форме:

$$\underline{I}_{\text{вых}} = \underline{I}_{1m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} + \underline{I}_{2m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)},$$

при $t = 0$:

$$\underline{I}_{\text{вых}}(0) = \underline{I}_{1m} e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)} + \underline{I}_{2m} e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)}.$$

Таким образом, вектор выходного тока будет представлять собой сумму двух векторов с одинаковой начальной фазой равной $\left(-\frac{2\pi}{l}x\right)$.

Через время t_1 суммарный вектор $\underline{I}_{\text{вых}}$ будет совпадать с осью отсчёта углов. При этом вектор первой гармонической составляющей повернётся на угол ωt_1 , а вектор второй гармонической составляющей повернётся на угол $2\omega t_1$, т.е. угол поворота угла вектора второй гармонической составляющей будет в 2 раза больше, т.е.:

$$\underline{I}_{\text{вых}}(t_1) = \underline{I}_{1m} e^{j\left(\omega t_1 - \frac{2\pi}{l}x_1\right)} + \underline{I}_{2m} e^{j\left(\omega t_1 - \frac{2\pi}{l}x_1\right)}$$

начальная фаза выходного тока при этом должно быть равной нулю. Вынесем за скобки $e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x\right)}$, тогда:

$$\underline{I}_{\text{вых}}(t_1) = e^{-j\left(\frac{2\pi}{l}x_1\right)} \left(\underline{I}_{1m} e^{j\omega t_1} + \underline{I}_{2m} e^{j2\omega t_1} \right),$$

$$\underline{I}_{\text{вых}}(t_1) = e^{j\left(\omega t_1 - \frac{2\pi}{l}x_1\right)} \left(\underline{I}_{1m} + \underline{I}_{2m} e^{j\omega t_1} \right).$$

В скобках имеем сумму векторов, первый из которых имеет начальную фазу равную нулю, а второй имеет начальную фазу равную $(j\omega t_1)$.

Дополнительный угол α определится из треугольника с известными сторонами и углом сдвига фаз между ними (рис. 3). Угол, заключённый между двумя сторонами $\underline{I}_{1m}$ и $\underline{I}_{2m}$ равен $\pi - \omega t_1$.

$$\cos \alpha = \frac{I_{1m}^2 + I_{\Sigma}^2 - I_{2m}^2}{2I_{1m}I_{\Sigma}},$$

$$\begin{aligned}
I_{\Sigma} &= \sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos(180 - \omega t_1)} = \\
&= \sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1)}, \\
I_{\Sigma}^2 &= I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1), \\
\cos \alpha &= \frac{I_{1m}^2 + I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1) - I_{2m}^2}{2I_{1m} \sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1)}} = \\
&= \frac{2I_{1m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1)}{2I_{1m} \sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1)}}.
\end{aligned}$$

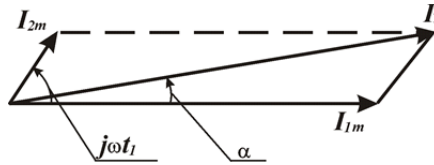


Рис. 3. Диаграмма гармонических составляющих выходного тока в момент времени $t = t_1$

Угол α будет иметь максимальное значение, если $I_{\Sigma} = I_{1m}$. Треугольник векторов будет равнобедренным.

$$I_{1m}^2 = I_{1m}^2 + I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1).$$

Или

$$I_{2m}^2 - 2I_{1m}I_{2m} \cos(180 - \omega t_1) = 0.$$

$$I_2 = 2I_{1m} \cos(180 - \omega t_1),$$

$$\cos(180 - \omega t_1) = \frac{I_{2m}}{2I_{1m}}, \quad \cos \omega t_1 = -\frac{I_{2m}}{2I_{1m}}.$$

В общем случае

$$\begin{aligned}
I_{\text{вых}}(t) &= I_{1m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} + I_{2m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} + \\
&+ I_{3m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} + \dots + I_{nm} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)}
\end{aligned}$$

Вынесем $I_{1m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)}$ за скобки, тогда:

$$\begin{aligned}
I_{\text{вых}}(t) &= I_{1m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} \left(1 + \frac{I_{2m}}{I_{1m}} e^{j\omega t} + \frac{I_{3m}}{I_{1m}} e^{j2\omega t} + \frac{I_{4m}}{I_{1m}} e^{j3\omega t} + \dots \right. \\
&\quad \left. + \dots + \frac{I_{nm}}{I_{1m}} e^{jn\omega t} + \dots \right) = \\
&= I_{1m} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{l}x\right)} \left(1 + \sin \Delta \alpha_2 e^{j\omega t} + \sin \Delta \alpha_3 e^{j2\omega t} + \sin \Delta \alpha_3 e^{j\omega t} + \dots \right)
\end{aligned}$$

Приведя значения углов к перемещению, получаем закон изменения отклонения угла, внесённого гармониками:

$$\Delta\alpha_2(x) = \Delta\alpha_{2\max} \cos\left(\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_2\right)$$

$$\Delta\alpha_3(x) = \Delta\alpha_{3\max} \cos\left(2\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_3\right)$$

$$\Delta\alpha_4(x) = \Delta\alpha_{4\max} \cos\left(3\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_4\right)$$

.....

В окончательном виде:

$$\Delta\alpha(x) = \Delta\alpha_{2\max} \cos\left(\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_{2m}\right) + \Delta\alpha_{3\max} \cos\left(2\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_{3m}\right) + \\ + \Delta\alpha_{4\max} \cos\left(3\frac{2\pi}{l}x - \Delta\alpha_{4m}\right)$$

Таким образом, действующее значение:

$$\frac{(\Delta\alpha_m)^2}{2} = \frac{(\Delta\alpha_{2m})^2}{2} + \frac{(\Delta\alpha_{3m})^2}{2} + \frac{(\Delta\alpha_{4m})^2}{2} + \dots$$

Известно, что:

$$\Delta\alpha_{2m} = \arcsin \frac{I_{2m}}{I_{1m}}; \Delta\alpha_{3m} = \arcsin \frac{I_{3m}}{I_{1m}}; \Delta\alpha_{4m} = \arcsin \frac{I_{4m}}{I_{1m}}$$

При малых углах отклонения:

$$\sin \alpha_2 \approx \frac{I_{2m}}{I_{1m}}$$

тогда:

$$\Delta\alpha \approx \frac{1}{I_{1m}} \sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \dots}$$

$$\Delta\alpha(x) = \frac{I_{2m}}{I_{1m}} \sin \frac{2\pi}{l}x + \frac{I_{3m}}{I_{1m}} \sin \frac{4\pi}{l}x + \frac{I_{4m}}{I_{1m}} \sin \frac{6\pi}{l}x + \dots$$

Таким образом, $\Delta\alpha(x)$ является периодической функцией x .

Действующее значение этих функций:

$$\Delta\alpha = \sqrt{\frac{I_{2m}^2}{2I_{1m}^2} + \frac{I_{3m}^2}{2I_{1m}^2} + \frac{I_{4m}^2}{2I_{1m}^2} + \dots}$$

$$\Delta\alpha = \frac{1}{I_{1m}} \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}$$

Максимальное отклонение угла определится вычислением максимальной погрешности по методу эквивалентной синусоиды:

$$\Delta\alpha_m = \frac{1}{I_{1m}} \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}$$

Если все четные гармонические составляющие равны нулю, то значение максимального отклонения угла можно выразить через отношение суммы амплитуд гармоник 3, 5, 7, ... к амплитуде первой гармоники.

Таким образом, для определения влияния гармонических составляющих генератора на систематическую погрешность ИИС и на основании этого сформулировать требования к параметрам генератора, из условий заданной систематической погрешности, необходимо получить функцию преобразования ИИС для произвольной частоты генератора.

Библиографический список

1. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2005. – 307 с.
2. Батоврин, А. А. Электромашинные фазовращатели / А. А. Батоврин. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1986. – 124 с.
3. Конюхов, Н. Е. Расчет электромагнитных полей в трансформаторных датчиках перемещений / Н. Е. Конюхов, Б. В. Скворцов, А. А. Курицкий // Известия вузов. Приборостроение. – 1983. – № 6. – С. 3–8.
4. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – Москва : Наука, 1986. – 544 с.
5. Уайлд, Д. Оптимальное проектирование / Д. Уайлд. – Москва : Мир, 1981. – 153 с.

Е. А. Полякова

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

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

Под качеством функционирования технических объектов, включая информационно-измерительные системы (ИИС) и средства измерения, понимается совокупность свойств, которые определяют способность технических объектов выполнить поставленные задачи, при этом надежность, безопасность и экономичность являются ключевыми [1]. Под надежностью в узком смысле понимается способность объекта исправно работать в течение определенного отрезка времени в заданных условиях эксплуатации. В нормативно-технической документации под надежностью понимается свойство объекта сохранять во времени способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования [2]. Вопросам обеспечения надежности и безопасности, как составляющей надежности, уделяют большое внимание при создании технических объектов в любой отрасли промышленности. Надежность, как одно из главных свойств качества, играет определяющую роль его составляющих.

Все технические объекты характеризуются определенным уровнем надежности. При создании технических объектов разрабатывают техническое задание, содержащее требования к техническим характеристикам будущего объекта, в том числе по надежности [3]. Требования по надежности – это требования, установленные в нормативной документации, к количественным значениям показателей, характеризующих такие свойства объекта, как безотказность, ремонтпригодность, долговечность, сохраняемость [4]. Показатели надежности, выбираемые для нормативных документов и конструкторской документации, должны быть связаны с видом и назначением изделий, предусмотренным применением и важностью требуемых функций. Для разных объектов, в зависимости от назначения и выполняемых ими функций, могут предъявляться конкретные свойства надежности или задаваться все свойства одновременно. Показатели надежности, как правило, выбирают из числа показателей, приведенных в ГОСТ 27.002, с учетом особенности объекта и специфики его применения. Количество показателей надежности, задаваемых для объекта, должно быть оптимальным. С точки зрения затрат на проверку, подтверждение и оценку заданных показателей надежности при изготовлении и в эксплуатации их число должно быть минимальным. В то же время число заданных показателей надежности должно максимально характеризовать надежность объекта на всех этапах его производства и эксплуатации. В целях оптимизации количества задаваемых показателей надежности, используют комплексные показатели надежности.

Выбор номенклатуры показателей надежности объекта осуществляется на основе классификации объектов по признакам, характеризующим их значение, последствия отказов и достижения предельного состояния, особенности режимов применения. Количественные значения показателей надежности, включаемые в нормативно – техническую документацию должны удовлетворять требованиям:

- быть не ниже норм, установленных директивными документами;
- быть обоснованы технико-экономическими расчетами;
- обеспечивать выполнение изделиями своих функций в заданные сроки и с регламентированными требованиями к их качеству;
- быть не ниже надежности, достигнутой объектами аналогами, с учетом разработок зарубежного производства.

Технические объекты используются во всех отраслях промышленности: ракетно-космическая и авиационная техника, военная техника, атомная, нефтегазовая, химическая, энергетическая промышленность, медицинская, сельскохозяйственная и другие виды техники. Показатели надежности, заданные для технических объектов, могут различаться по составу и уровням в зависимости от назначения и условий эксплуатации технических объектов. Например, нормы показателя безотказности, полученные на основании анализа нормативной и технической документации и представленные в табл. 1, различаются по уровням в зависимости от области применения технического объекта.

В таблице приняты следующие условные обозначения:

P – вероятность безотказной работы;

$T_{cp}(T_0)$ – средняя наработка до отказа (на отказ);

K_r – коэффициент готовности.

**Нормы показателя безотказности технических объектов
в различных областях их применения**

Область применения	Нормы показателя безотказности
Космическая техника	P не менее 0,9999 в течение срока службы
Авиационная техника	T не менее 100 тыс. ч
Атомная промышленность	$T_{cp} (T_o)$ не менее 200 тыс. ч для систем управления в аварийной защите реактора
Военная техника	P не менее 0,95–0,999
Общее химическое машиностроение	T_{cp} не менее 8000 ч
Энергетика	T_o не менее 1000 ч (дизельный двигатель)
Нефтяная и газовая промышленность	P не менее 0,9999 на трубопровод в год высокого класса безопасности
Медицина и биология	P не менее 0,999
Сельское хозяйство	T_o единичного изделия не менее 80–150 ч, K_r не менее 0,98
Автомобильная промышленность	T_o не менее 100000 км

Как показывает анализ, требования, предъявляемые к техническим объектам ракетно-космической и авиационной техники, имеют очень высокие значения. Это объясняется не только повышенной ответственностью выполнения задания, риском, связанным с потерями человеческих жизней, а так же жесткими условиями эксплуатации, действующими на технические объекты [5]. Ракетно-космическая и авиационная техника подвергается наиболее жестким условиям эксплуатации. Необходимо так же учитывать воздействие ионизирующих излучений, электромагнитных волн и других факторов космического пространства.

Применительно к ракетно-космической технике пользуются как общетехническими показателями надежности, регламентируемыми ГОСТ 27.003, так и специфическими. Специфические показатели надежности не противоречат общетехническим, а лишь конкретизируют их. Комплексные показатели надежности технических объектов ракетно-космической техники подразделяют на обобщенные, основные и дополнительные.

Обобщенный показатель надежности – показатель, характеризующий надежность комплекса (системы, объекта) в целом на всех периодах функционирования при заданных способах и условиях его применения.

Основной показатель надежности – характеризует надежность комплекса (системы, объекта) на отдельном периоде его функционирования.

Дополнительные показатели надежности используют для решения частных задач обеспечения и контроля надежности комплекса (системы) объекта. Структура показателей надежности технических объектов ракетно-космической техники представлена на рис. 1.

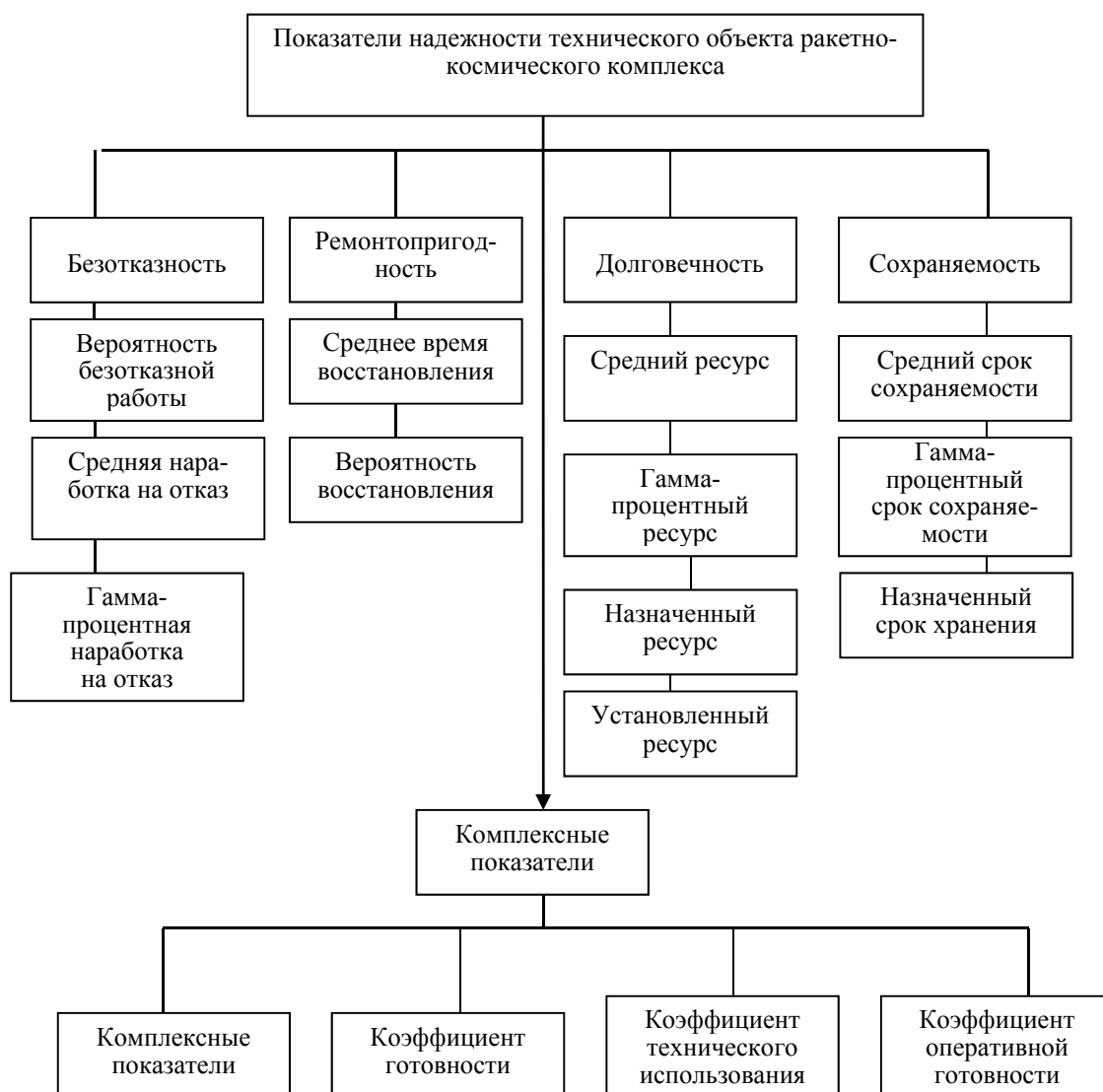


Рис. 1. Структура показателей надежности технического объекта ракетно-космического комплекса

Основные показатели надежности космической техники могут задаваться так же на каждый период эксплуатации технического объекта отдельно, что увеличивает объективность оценки надежности. Основные показатели надежности представлены в табл. 2.

Таблица 2

Основные показатели надежности технических объектов космической техники

Периоды функционирования	Основные показатели надежности
1	2
1. Хранение	Средний срок сохраняемости
2. Дежурство	Коэффициент готовности
3. Подготовка к выведению на орбиту	Среднее время подготовки к пуску; Гамма-процентное время подготовки к пуску, не превышающее нормативное; Вероятность подготовки к пуску за заданное время
4. Выведение на орбиту	Вероятность безотказной работы функционирующих систем в течение времени выведения

1	2
5. Функционирование на орбите:	Вероятность простоя; Вероятность выполнения задачи орбитального полета
5.1 Нахождение в орбитальном резерве	Вероятность сохранения работоспособного состояния в течение заданного времени
5.2 Нахождение в готовности к приему и обработке информации	Вероятность нахождения в состоянии готовности
5.3 Целевая работа:	Вероятность обеспечения заданного уровня дифференциального выходного эффекта
5.3.1 Наблюдение	Вероятность нахождения цели
5.3.2 Обслуживание заявок	Коэффициент оперативной готовности
5.3.3 Прием и выдача информации на Землю	Вероятность передачи информации за время, не более заданного; Вероятность сохранения качества информации
5.3.4 Профилактическое обслуживание и ремонт на орбите	Среднее время восстановления; Гамма-процентное время восстановления за время, не превышающее нормативное

Библиографический список

1. Труханов, В. М. Новый подход к обеспечению надежности сложных систем / В. М. Труханов. – Москва : Спектр, 2010. – 247 с.
2. ГОСТ 27.002–2015. Межгосударственный стандарт. Надежность в технике. Термины и определения.
3. ГОСТ Р 55974–2014. Датчики и преобразующая аппаратура ракетно-космической техники. Состав и формы представления технических характеристик в конструкторской и эксплуатационной документации.
4. ГОСТ 27.003–2016. Надежность в технике. Состав и общие правила задания требований по надежности.
5. Степанов, С. Л. Космическая среда и условия пребывания в ней летательных аппаратов / С. Л. Степанов, В. Т. Тимшин, Л. П. Юмашев. – Куйбышев : Куйбышев. авиац. ин-т, 1986. – 76 с.

А. Н. Головяшкин, А. С. Китаев, И. А. Попыгин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МДП-ФОТОТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ (МАТРИЧНЫХ) ФОТОПРИЕМНИКОВ

В полупроводниковых материалах можно выделить 7 основных механизмов поглощения фотонов, а именно:

1. Собственное поглощение. В этом случае энергия фотона имеет величину не менее ширины запрещенной зоны полупроводника. При поглощении электрон валентной зоны переходит в зону проводимости и образуется электронно-дырочная пара. Для фотоприемников данный механизм является наиболее важным и часто используемым.

2. Поглощение локализованными состояниями донорного типа. Образуется только электрон.

3. Поглощение фотона локализованными состояниями акцепторного типа. При этом возникает исключительно «дырка» (2 и 3 тип относят к примесному поглощению, являющемуся вторым по значимости для фотоприёмников).

4. Внутрицентровое поглощение. Такой вариант поглощения не образует дополнительных носителей заряда, что приводит к потере полезного сигнала. Поэтому, по возможности, он должен быть исключен.

5. Электронное поглощение. Данный механизм проявляется в длинноволновой области спектра, конечным результатом которого является увеличение средней энергии электронов. Так же, как и внутрицентровое поглощение, по возможности он должен быть исключен.

6. Фононное поглощение. Поглощение ЭМИ атомами кристаллической решётки приводит к разогреву кристалла, потере мощности полезного сигнала и, в некоторых случаях, потере работоспособности фотоприемника. Если рассматривать диапазон длин волн, то такое поглощение характерно при работе с инфракрасным (ИК) спектром излучения.

7. Экситонное поглощение. Как правило встречается редко, так как концентрация экситонов очень невысока.

Стоит обратить внимание на то, что любая примесь в материале ограничивает значение подвижности носителей заряда, поэтому необходимо максимально использовать возможности собственного поглощения [1–3]. Величина генерируемого фототока (фотопроводимости) напрямую определяется скоростью фотогенерации, которая в свою очередь зависит от коэффициента поглощения и квантового выхода. Кроме того, фототок зависит также от коэффициента усиления, который может зависеть от внешнего электрического поле [4, 5].

Одним из простейших фотоприёмников является фоторезистор. Этот прибор представляет собой преобразователь, суть которого заключается в уменьшении сопротивления под действием излучения за счёт внутреннего фотоэффекта. К основным параметрам относят такие величины как: фоточувствительность, коэффициент внутреннего усиления фототока, обнаружительная способность. Стоит отметить, что у данных устройств присутствует ряд специфических параметров: темновое сопротивление (в отсутствии излучения), сопротивление при определённом уровне освещённости, а также время релаксации фотопроводимости. Главным недостатком фоторезисторов является их инерционность. К достоинствам относится почти линейная ВАХ, широкая область применения, а также возможность использования как собственного механизма поглощения, так и примесного с целью изменения спектральной характеристики.

Фототранзистор же представляет собой полупроводниковый фоточувствительный приёмник излучения, структура которого схожа с обычным транзистором. Она обеспечивает внутреннее усиление сигнала. В целом можно прибегнуть к эквивалентной схеме устройства, состоящей из фотодиода и транзистора. В рассматриваемой структуре роль фотодиода выполняет освещаемая часть перехода база–коллектор, а роль транзистора – часть, находящаяся под эмиттером. Поскольку коллекторный переход конструктивно объединён с фотодиодом, то величина коллекторного тока суммируется с генерируемым фототоком. Питательное напряжение должно соответствовать нормальному активному режиму работы фототранзистора. В отличие от биполярного транзистора, фототранзистор может не иметь контакта в области базы, а управление электрическим током базовой области происходит за счёт изменения её освещённости. Получается, что фототранзистор имеет только 2 электрода: эмиттер и коллектор.

Область базы такого фотоприёмника отвечает за фотогенерацию носителей заряда. Так же, как и в обычном транзисторе, фотоносители в результате диффузии достигают коллекторного перехода, увеличивая входной ток, а образовавшиеся при фотогенерации основные носители остаются в базе, увеличивая её потенциал, что способствует

понижению потенциального барьера. Схема включения соответствует схеме с общим эмиттером.

Любой фототранзистор использует наиболее эффективный механизм собственного поглощения. В корпусе фототранзистора имеется прозрачное окно, которое пропускает световой поток на область базы. Площадь так называемой фоточувствительной области зачастую составляет порядка $1\text{--}3\text{ мм}^2$.

К основным достоинствам прибора относят его возможность внутреннего усиления сигнала, высокую чувствительность и схемотехническую гибкость, которая заключается в возможности использования третьего электрода.

Среди недостатков можно отметить значительное время пролёта носителей заряда через базу, в основном определяемое диффузией, а также высокую инерционность, составляющую порядка $10^{-5} - 10^{-6}\text{ с}$. Для устранения данной проблемы можно уменьшить ширину базы, но это пагубно сказывается на чувствительности структуры. Также наблюдается сильная температурная зависимость параметров подобных элементов и в целом их быстродействие ограничено.

Проведём сравнение с МДП-фототранзистором (то есть фототранзистор, имеющий структуру металл–диэлектрик–полупроводник). МДП-структура – полупроводниковая структура, применяемая при производстве микросхем и дискретных полевых транзисторов. Полупроводниковые приборы на её основе называют МДП-транзисторами. Их относят к полевым транзисторам с изолированным затвором.

МДП-фототранзистор представляет собой полевой транзистор с изолированным затвором, поглощающий излучение в подзатворной области. Поглощение ведёт к изменению проводимости канала. Появляющийся процесс фотогенерации изменяет ток стока, пороговое напряжение, а также крутизну передаточной характеристики. Стоит отметить, что они обладают определёнными преимуществами по сравнению с иными приёмниками. Материал электрода затвора должен быть прозрачным или полупрозрачным, то есть иметь максимально возможный коэффициент пропускания, чтобы эффективно использовать падающий световой поток. Диэлектрик, соответственно, тоже, он не должен увеличивать коэффициент потерь излучения. Получается, что МДП-фототранзистор выступает неким аналогом фоторезистора, но необходимо учесть возможность его использования в любом режиме поверхности полупроводника (обогащения, обеднения, инверсии). При использовании же МДП-транзисторов в роли фотоприёмников рациональнее применить их сочетание с фотодиодом на основе $p\text{--}n$ перехода. Фотодиод и МДП-транзистор проектируются на единой пластине полупроводника после чего фотодиод подсоединяется к истоку и затвору. По принципу действия такого прибора оказывается, что фотодиод работает в режиме генерации фото-ЭДС. Поскольку такой фототранзистор включается по схеме с общим истоком (ОИ), то получается, что фото-ЭДС диода изменяет напряжение на затворе, что в свою очередь и приводит к изменению значения выходного тока. При этом сам фототранзистор может быть как с индуцированным, так и со встроенным каналом. В отдельных случаях для работы такого прибора может и не понадобиться отдельный источник ЭДС во входной цепи, так как его роль полностью выполнит фото-ЭДС диода. Таким образом МДП-фототранзисторы могут найти широкое применение для разработки и производства многоэлементных фотоприёмников.

Среди достоинств данного элемента стоит отметить: технологичность, полную совместимость с интегральной технологией, очень высокую плотность фотоэлементов, более низкий уровень собственных шумов (по сравнению с обычными фототранзисторами), а также совмещение функций фотоприёмника и усилителя в одном устройстве.

К недостаткам же можно отнести следующее: большая инерционность, малая чувствительность, необходимость нанесения полупрозрачных покрытий для формирования электродов (возможны потери на отражение). К конструкции прибора и его техноло-

гии изготовления предъявляются повышенные требования, так как коэффициент прозрачности диэлектрика будет зависеть именно от технологического процесса.

Библиографический список

1. Синтез и свойства нанокристаллических пленок диоксида олова, полученных методом пиролиза аэрозолей / Р. М. Печерская, Е. А. Печерская, А. М. Метальников, В. И. Кондрашин, В. А. Соловьев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 4 (24). – С. 237–241.
2. Ракша, С. В. Функциональные материалы для сенсibilизированных красителем солнечных элементов / С. В. Ракша, В. И. Кондрашин, Е. А. Печерская, К. О. Николаев // Физика и технология наноматериалов и структур : сб. науч. ст. 2-й Междунар. науч.-практ. конф. – Курск : Юго-Западный гос. ун-т (ЮЗГУ), 2015. – С. 143–146.
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. молодеж. науч. шк.-семинара. – Ульяновск, 2016. – С. 175–176.
4. Зинченко, Т. О. Анализ материалов, используемых для производства прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.) / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 256–258.
5. Зинченко, Т. О. Анализ методов получения прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.) / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – 258 с.

В. В. Савицкий, А. А. Семенов, Д. И. Ишкуватов

Пензенский филиал Военной академии материально-технического обеспечения
им. генерала армии А. В. Хрулёва, г. Пенза, Россия

АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

Анализ работ при подготовке ВВТ к эксплуатации показывает, что значительное время требуется для ввода в строй АКБ. В настоящее время на имеются различные типы щелочных и кислотных АКБ [1–3]. В эксплуатации РФ находятся более 80 типов АКБ, которые требуют своевременного и качественного обслуживания, что обуславливает необходимость разработки автоматизированных систем заливки и зарядки АКБ.

Обеспечить техническое обслуживание большого числа АКБ, эксплуатируемых в подразделениях, без применения методов и средств автоматизации практически не представляется возможным в современных условиях.

Проведен анализ технического обслуживания аккумуляторных батарей [4]. В результате построен сетевой график представленный на рис. 1. Согласно графика Наибольшее время в технологическом процессе тратится на операции заливки электролитом 120 мин (3–5), зарядка АКБ 240 мин (11–12), проверка напряжения банок 100 мин (12–14), проверка плотности электролита 70 мин (12–13).

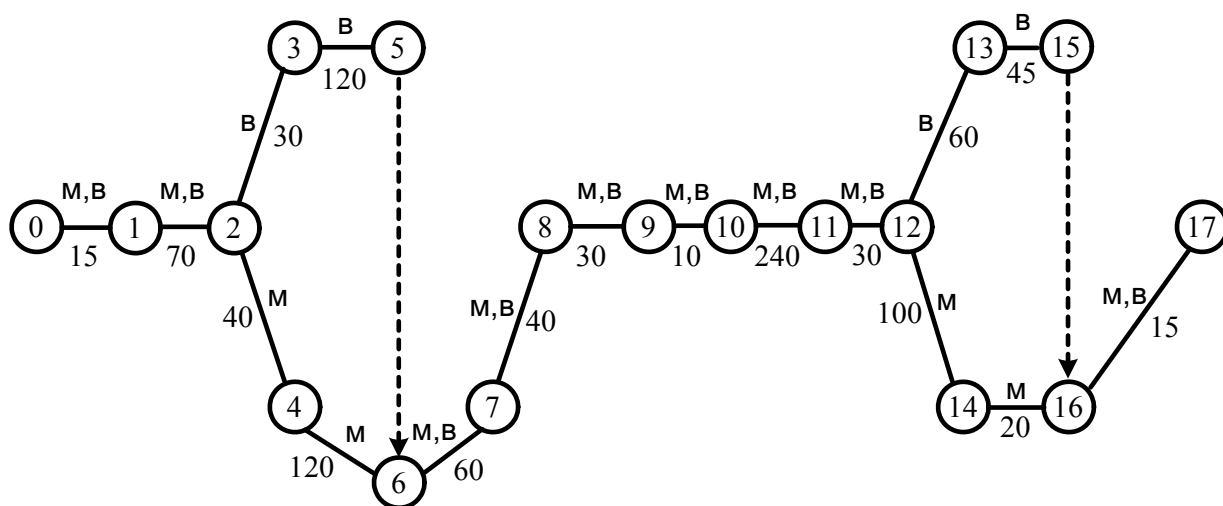


Рис. 1. Сетевой график проведения работ по техническому обслуживанию и заряду щелочных аккумуляторных батарей

Автоматизация предполагает создание комплекса с усовершенствованными приспособлениями обеспечивающими удобство и безопасность технического обслуживания с сокращением времени операций [5].

В этой связи предлагается автоматизированная система (рис. 2) направленная на расширение возможностей зарядки аккумуляторных батарей в режиме функционирования.

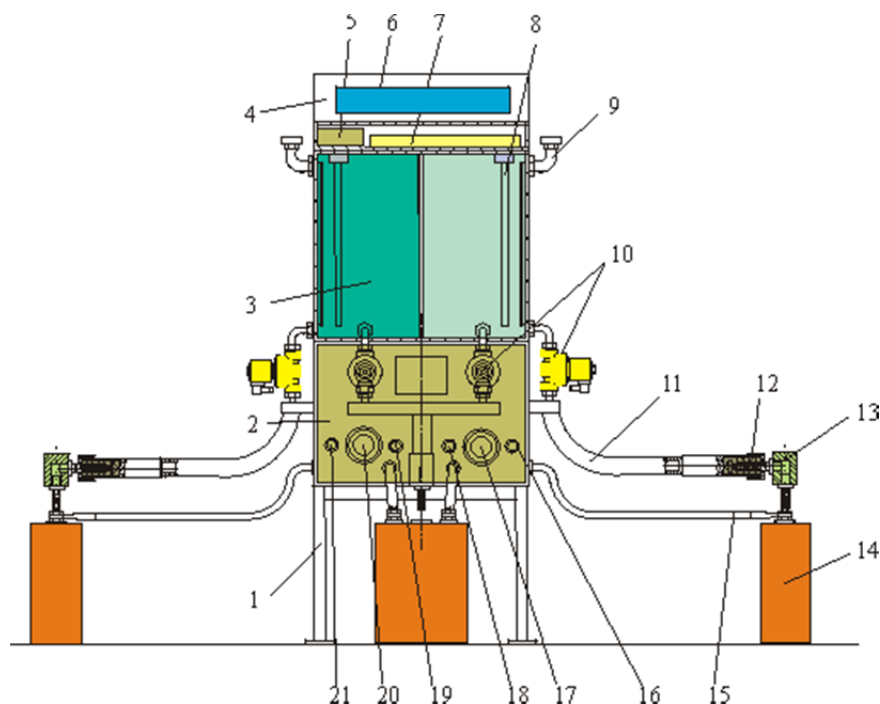


Рис. 2. Автоматизированная система заливки и зарядки аккумуляторных батарей:
 1 – основание; 2 – силовой блок; 3 – емкость для заливки; 4 – информационный блок; 5 – блок управления; 6 – информационный экран; 7 – ноутбук; 8 – датчик уровня жидкости; 9 – заливная горловина; 10 – электромагнитный клапан; 11 – заливочный патрубок; 12 – электромагнитный клапан; 13 – дозирующее устройство с датчиками уровня электролита, температуры и плотности электролита; 14 – аккумуляторная батарея; 15 – электрод; 16 – выключатель нагрузки; 17 – регулировка нагрузочного тока; 18 – выключатель нагрузки; 19 – выключатель тока зарядки; 20 – регулировка тока зарядки; 21 – выключатель зарядки

Это достигается тем, что в автоматизированной системе зарядки аккумуляторных батарей, содержащей блоки управления, вызова программ, выполненные в персональной электронной вычислительной машины (ПЭВМ), блок источника питания, тестовых воздействий, измерительный, коммутатор входных и выходных сигналов, выполненные в виде блока сопряжения и коммутации, блок согласующий и датчики, блоки сопряжения и коммутации, датчики, соединенные с ЭВМ через согласующие устройства, введены: датчики измерения плотности электролита и уровня электролита, емкости для заливки электролита, дистиллированной воды, кислоты (щелочи) с устройством подачи, аналитические блоки с входами – выходами, связанные через усилители и аналого-цифровые преобразователи с датчиками, информационный блок, блок хранения информации, блок анализа информации, соединенные через многоканальный вход и выход соответственно с цифровым выходом и входом ПЭВМ, цифро-аналоговые преобразователи, связанные с ПЭВМ и блоками усиления сопрягаемые с исполнительными устройствами подачи напряжения (тока) с блока питания, устройствами подачи жидкостей (электролита, дистиллированной воды, кислоты (щелочи)).

Предлагаемая система имеет более широкие функциональные возможности за счет диагностирования электрических параметров, плотности электролита и уровня электролита. Расширением исполнительных качеств автоматизированной системы, кроме зарядки. Система обеспечивает подготовку аккумуляторов к зарядке проверку наличия и состава жидкости, при необходимости ее пополнение, а затем контроль заряженности и зарядку аккумуляторов.

Вывод:

Применение устройства позволяет ускорить заливку аккумуляторов электролитом, сократить потери, улучшить санитарно-гигиеническое состояние аккумуляторных станций и участков заливки аккумуляторов и повысить уровень техники безопасности.

Библиографический список

1. Багоцкий, В. С. Химические источники тока / В. С. Багоцкий, А. М. Скундин. – Москва : Энергоиздат, 1981. – 360 с.
2. Таганова, А. А. Герметичные химические источники тока для портативной аппаратуры : справочник / А. А. Таганова, И. А. Пак. – Санкт-Петербург : ХИМИЗДАТ, 2003. – 208 с.
3. Хрусталеv, Д. А. Аккумуляторы / Д. А. Хрусталеv. – Москва : Изумруд, 2003. – 224 с.
4. Руководство по организации эксплуатации и хранения щелочных аккумуляторов, применяемых в образцах ракетно-артиллерийского вооружения. Ч. 1. – Москва : Воениздат, 1990. – 152 с.
5. Войлов, А. М. Автоматизация контроля и обслуживания аккумуляторных батарей / А. М. Войлов. – Москва : Связь, 1995. – 152 с.

А. Н. Головяшкин, И. А. Попыгин, А. С. Китаев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТАКТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ДАТЧИКОВ

Одной из причин отказа тонкопленочных датчиков является полное или частичное разрушение контактной площадки вследствие повышенной токовой, и как следствие тепловой, перегрузки [1–3]. Для исключения данного вида отказа было проведено моде-

лирование контактного сопротивления и разработаны рекомендации для проектирования контактной площадки.

Для определения переходного сопротивления и размеров контактной области рассмотрим простейшую одномерную модель контактного перехода между резистивной пленкой толщиной Δ и шириной b , перекрываемой проводящей пленкой на длине l (рис. 1).

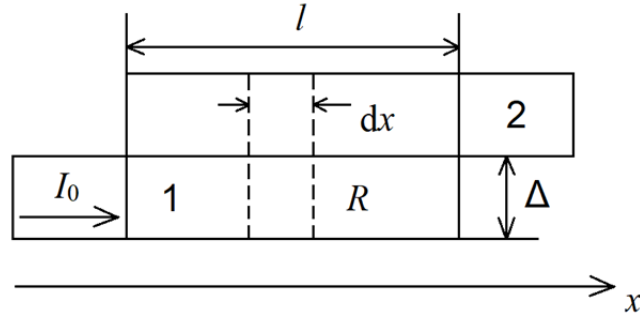


Рис. 1. Одномерная модель контактного перехода:
1 – резистивная пленка; 2 – проводящая пленка

Предполагаем, что сопротивление проводящих пленки намного меньше сопротивления резистивной и, следовательно, контактная поверхность будет эквипотенциальной.

Разность потенциалов между проводящей и резистивной пленками U изменяется вдоль длины l , достигая максимального значения U_0 на краю проводящей пленки. Сечение резистивной пленки вдоль длины l постоянно и равно $\Delta \cdot b$.

Тогда, согласно закону Ома, ток в сечении x :

$$I(x) = -\gamma b \Delta \frac{dU}{dx}, \quad (1)$$

где γ – удельная проводимость резистивной пленки.

В дальнейшем расчетное значение тока будем брать по модулю, так как он не зависит от направления протекания.

Разложив $I(x)$ в ряд Тейлора, получено следующее выражение:

$$I(x) = \gamma b \Delta \frac{dU}{dx} + \gamma b \Delta \frac{d^2U}{dx^2} (x - dx) + \frac{\gamma b \Delta \frac{d^3U}{dx^3}}{2!} (x - dx)^2 + \dots \quad (2)$$

Сохранив только первые два члена, определим ток в сечении $x + dx$:

$$I(x + dx) = \gamma b \Delta \left[\frac{dU}{dx} + \frac{d^2U}{dx^2} dx \right] \quad (3)$$

Разница токов в сечениях x и $x + dx$ за счет перетекания в проводящую область равна:

$$dI = I(x + dx) - I(x) = \gamma b \Delta \frac{d^2U}{dx^2} dx. \quad (4)$$

С другой стороны ток dI проходит через сопротивление переходного слоя под действием напряжения U , то есть:

$$dI = \frac{U(x)}{dR} = \frac{U(x) \cdot b \cdot dx}{R^*}, \quad (5)$$

где R^* – сопротивление длины перекрытия контакта.

Приравняв выражения (4) и (5), получим:

$$\gamma b \Delta \frac{d^2U}{dx^2} dx = \frac{U(x) \cdot b \cdot dx}{R^*}. \quad (6)$$

Преобразуем выражение (6):

$$\frac{\Delta}{\rho_0} \cdot \frac{d^2 U}{dx^2} = \frac{U(x)}{R^*}, \quad (7)$$

где ρ_0 – удельное объемное сопротивление.

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = \frac{\rho_0}{\Delta} \cdot \frac{U(x)}{R^*}. \quad (8)$$

Преобразовав выражение (8), получим:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = \frac{\rho_S}{R^*} \cdot U(x), \quad (9)$$

где $\rho_S = \frac{\rho_0}{\Delta}$ – удельное поверхностное сопротивление.

Обозначим $\frac{\rho_S}{R^*} = m^2$:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = m^2 \cdot U(x). \quad (10)$$

Произведя перенос в одну сторону, получим однородное дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} - m^2 \cdot U(x) = 0. \quad (11)$$

Решив уравнение (11) и свернув по формуле гиперболического косинуса, выведем следующую зависимость:

$$U(x) = U_0 \left[\frac{\text{ch}(m(l-x))}{\text{ch}(ml)} \right]. \quad (12)$$

Продифференцируем выражение (12) по x и подставим граничные условия:

$$\frac{dU}{dx} = -U_0 m \frac{\text{sh}(m(l-x))}{\text{ch}(ml)} = U_0 m \cdot \text{th}(ml). \quad (13)$$

Полное сопротивление контактной области:

$$R_{\text{пер}} = \frac{U_0}{I_0}, \quad (14)$$

где $I_0 = -\gamma b \Delta \frac{dU}{dx}$.

Подставим выражение (13) в (14) получим сопротивление перехода:

$$R_{\text{пер}} = \frac{U_0}{U_0 m \cdot \text{th}(ml)} = \sqrt{\frac{R^*}{\rho_S}} \cdot \frac{1}{\gamma \Delta b \cdot \text{th}(ml)} = \sqrt{\frac{R^*}{\rho_S}} \cdot \frac{\rho_S}{b \cdot \text{th}(ml)} = \frac{\sqrt{R^* \cdot \rho_S}}{b \cdot \text{th}(ml)}. \quad (15)$$

Даже при небольших значениях аргумента (порядка 2) функция гиперболического тангенса стремится к единице. Для обеспечения этого условия необходимо выбрать оптимальные значения удельного сопротивления и сопротивления перекрытия по длине пленки. В результате этого:

$$R_{\text{пер.min}} = \frac{\sqrt{\rho_S R^*}}{b}. \quad (16)$$

Увеличивая переходное сопротивление по сравнению с минимально возможным значением согласно (16), можно найти минимальное значение длины перекрытия резистивной и проводящей пленок:

$$l_{\text{min}} = \frac{1,5S\sqrt{\rho_S R^*}}{b\rho_0} = \frac{1,5b\Delta\sqrt{\rho_S R^*}}{b\rho_0} = \frac{1,5\sqrt{\rho_S R^*}}{\rho_S} = 1,5\sqrt{\frac{R^*}{\rho_S}}. \quad (17)$$

$$l_{min} \geq 1,5 \sqrt{\frac{R^*}{\rho_S}}. \quad (18)$$

Для реальных значений R^* и ρ_S длина перекрытия составляет доли миллиметра. В результате этого, весь ток протекает в узкой зоне, в которой происходит концентрация плотности тока вблизи зоны контакта. Это приводит к увеличению удельной мощности рассеяния. Отсюда, суммарная мощность, которая рассеивается единицей площади контактного перехода, находится по формуле:

$$P_{K\Sigma} = \frac{I_0^2 \rho_S}{b^2} [1 + \text{cth}^2(ml)], \quad (19)$$

где $\frac{I_0^2 \rho_0}{b^2} = P_R^*$ – удельная мощность, рассеиваемая резистивной пленкой. Отсюда, при $l = l_{min}$ удельная мощность, рассеиваемая на переходе – $P_{K\Sigma} \approx 2,21 P_R^*$.

Таким образом, удельная мощность, рассеиваемая на контактном переходе, превышает значение удельной мощности рассеяния резистивной пленки более чем в 2 раза. Это приводит к выгоранию пленки непосредственно под контактом. Чтобы предотвратить это явление воспользуемся способом расширения резистивной пленки приконтактной области (рис. 5).

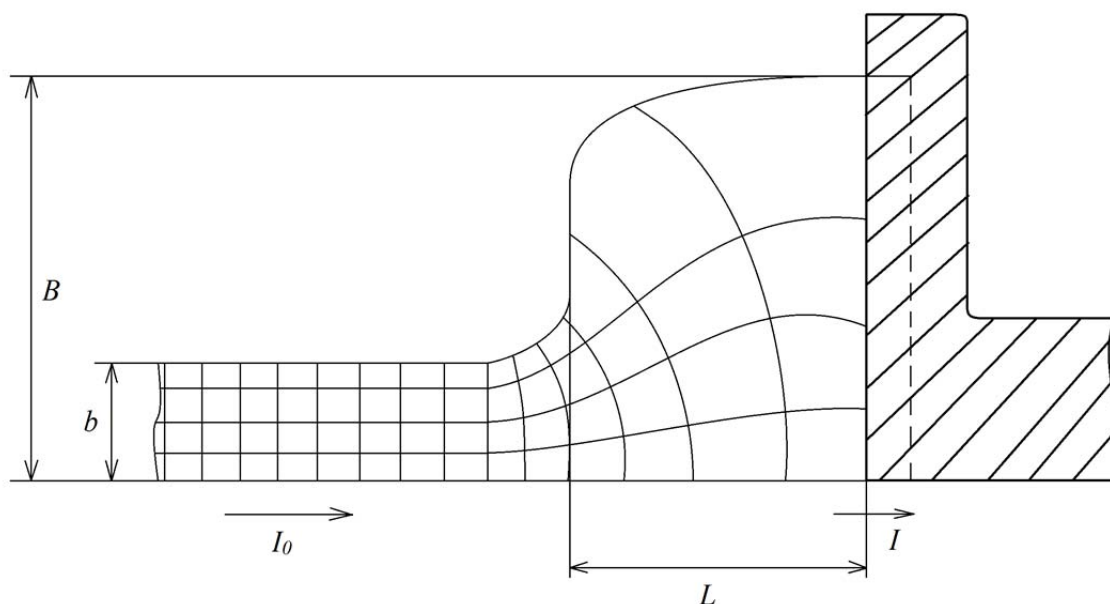


Рис. 5. Расширение резистивной пленки в контактной области:

B – расширение приконтактной области; b – исходная ширина резистивной пленки;
 L – длина расширения приконтактной области; I_0 – ток, протекающей через пленку;
 I – ток, протекающий через контакт

Такое расширение значительно снижает плотность тока в контактной области и предотвращает возможность выгорания пленки.

Библиографический список

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

3. Голубков, П. Е. Применение инструментов контроля качества для анализа процесса микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская, А. В. Мартынов // Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития : тез. докл. третьей Всерос. молодеж. науч. конф. – Тамбов, 2018. – С. 111–113.

**С. М. Геращенко, С. И. Геращенко, Л. А. Зюлькина,
Е. В. Удальцова, В. В. Карнаухов, Е. Д. Костригина**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ТКАНЕЙ ПАРОДОНТА

Ранняя диагностика заболеваний пародонта, является актуальной проблемой в современной стоматологии. В современных условиях наблюдается рост возникновения заболеваний пародонта, данную тенденцию связывают не только с наличием у пациентов неудовлетворительной гигиены полости рта и присутствием красного пародонтопатогенного комплекса микроорганизмов, но и с ухудшением общесоматического здоровья популяции, связанного с ухудшением экологических показателей и ведением нездорового образа жизни, что в свою очередь приводит к ранней потере зубов [1].

На сегодняшний день в пародонтологии существует целый ряд методов, направленных на оценку состояния тканей пародонта, как в плане первичной диагностики, так и для последующего контроля за пациентом в постоперационный период. Одним из направлений исследований является изучение и анализ биологических и электрохимических процессов, протекающих в тканях пародонта в норме и при патологии в виде воспаления или дистрофических изменений [2].

Электрохимические характеристики любых биообъектов способны изменяться при воздействии различных физических и химических факторов внешней и внутренней среды организма: температуры, объема, концентрации электролитов, содержания элементов крови, изменения структурных параметров тканей и др. [3, 4]. Исходя из вышеизложенного, для мониторинга оценки состояния биологических объектов, а именно пародонта, предложен джоульметрический метод, обладающий высокой чувствительностью и информативностью [5–6].

В джоульметрии используется реальное воздействие на объект и производится оценка отклика на воздействие. В ней реализован классический метод передаточной функции, когда объект исследования возмущается сигналами определенной формы и измеряется вызванный им сигнал отклика на выходе. Отношение сигналов на входе и выходе во времени определяется реальными изменениями свойств исследуемого объекта, которые и отражаются в формируемых статических и динамических признаках.

Для оценки электрохимических показателей на доклиническом этапе была разработана джоульметрическая информационно-измерительная система с потенциостатом IPC Micro, состоящая из измерительного блока и датчика. Датчик представляет собой двухэлектродную систему в виде пружинного фиксатора (зажима), за счет которого регистрируются вольт-амперные показатели (рис. 1).

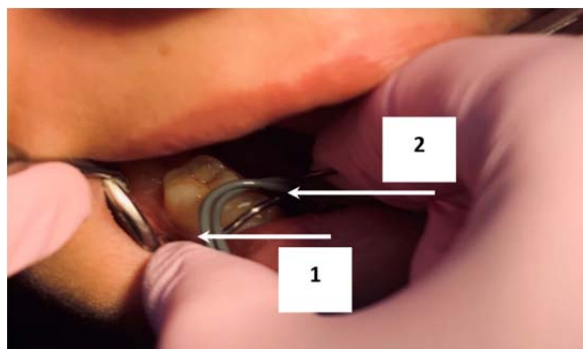


Рис. 1. Внешний вид неинвазивного датчика джоульметрической информационно-измерительной системы:
1 – активный электрод, 2 – пассивный электрод

Активный и пассивный электроды датчика были размещены отдельно: активный с щечной стороны, пассивный с оральной стороны альвеолярного отростка или части челюсти. Рабочая поверхность фиксатора изолирована, поэтому соприкосновения со слизистой оболочкой полости рта и применение токов низкой силы при исследовании является безопасным. Особенностью датчика такого типа является расположение электродов на плоской поверхности в виде контактных площадок. В результате обработки данных представляется возможность получить информацию о распределении значений параметров относительно оцениваемой поверхности, за счет плотной фиксации с щечной и оральной сторон увеличивается глубина проникновения в зону исследования и улучшается прохождение сигнала между электродами, что в свою очередь приводило к увеличению потенциала на активном датчике и получению более информативных результатов.

Критериями включения пациентов в контрольную группу служили такие признаки как: интактный пародонт, ортогнатический прикус, целостность зубных рядов, показатели КПУ не превышающие 6–9 единиц. Критериями исключения из исследования являлись общесоматические патологии в декомпенсированной форме, наличие онкологических заболеваний, деструктивное поведения в виде злоупотребления алкоголем и употребление наркотических средств.

Оценка электрохимических показателей при заболеваниях пародонта осуществлялась на клинических базах кафедры стоматологии Пензенского государственного университета. Клинические исследования осуществлялись в соответствии со стандартами и соблюдением этических норм, изложенных в Хельсинской декларации 1964 года, модифицированной 41 Всемирной ассамблеей, Гонконг, 1989. Каждый пациент был ознакомлен с целью и этапами проведения исследования, включение в исследование было возможно только при наличии письменного информированного согласия от участника исследования.

Данные интактного пародонта были получены посредством снятия вольт-амперных показателей в контрольной группе пациентов, показатели снимались в 10 участках, область пародонта во фронтальной зоне верхней и нижней челюсти, область пародонта в зоне премоляров на верхней и нижней челюсти с обеих сторон, область пародонта в зоне расположения моляров верхней и нижней челюсти с обеих сторон.

На основании предварительно полученных данных контрольной группы, были выставлены рабочие параметры джоульметрического прибора, которые характеризовались наибольшей точностью с точки зрения воспроизводимости и снижения факторов деформации данных. Параметры воздействия величины рабочего тока – 10 мкА и время воздействия тока – 16 сек. Проведено обследование 60 пациентов, вне зависимости от пола и возраста. Пациенты были распределены по группам, исходя из данных клиниче-

ского осмотра и обследования. В I – группу (группа контроля), вошли пациенты с интактным пародонтом. Во II-ую группу включались пациенты с пародонтитом средней степени тяжести, с деструкцией костной ткани альвеолярного отростка до 1/2 корней зубов, расширением периодонтальной щели, наличием пародонтального кармана до 5 мм. В III группу вошли пациенты с дистрофическими поражениями в виде рецессии десневого края посттравматической этиологии.

У пациентов контрольной группы пародонтальные карманы отсутствовали, клинических симптомов воспаления не выявлено, индексные показатели состояния пародонта соответствовали значениям здоровых лиц. Установлено, что среднее значение работы тока (РБ) составило ± 262 мкДж.

У пациентов с пародонтитом средней степени тяжести отмечена тенденция к увеличению величины работы тока на 8,9 %, что явилось результатом изменений электрохимических свойств тканей десны вследствие хронического воспаления, величина работы тока (РБ) составила в среднем ± 285 мкДж. Клинически у пациентов с хроническим пародонтитом средней степени тяжести выявлены признаки воспаления. Глубина пародонтального кармана составила в среднем 4.32 ± 0.07 . Индексы, характеризующие состояние тканей пародонта, свидетельствовали о наличии патологического процесса. Динамика вольт-амперных характеристик свидетельствовала о частичной нормализации состояния тканей пародонта через 6 месяцев после хирургического лечения.

По результатам проведенного исследования удалось установить, что при формировании рецессии травматического происхождения происходит увеличение параметров работы тока (РБ) на 7,4 % по сравнению с показателями нормы. Хирургическое вмешательство вызывает резкое увеличение значения данного показателя и к концу 3-х суток в 2,1 раза превышает значения здоровых лиц. По истечении 6 месяцев наблюдений в результате нормализации электрохимических свойств тканей десны значение параметра РБ не имеет достоверных отличий от показателей здоровых лиц.

Полученные данные свидетельствуют о эффективности использования джоульметрических информационно-измерительных систем для экспресс-оценки состояния тканей пародонта и наличии взаимосвязи между джоульметрическими параметрами и состоянием тканей пародонта в различных фазах течения воспалительного процесса и объемом повреждённых тканей. Результаты исследования характеризуются увеличением значения параметра работы тока (РБ) у пациентов с заболеваниями пародонта по сравнению с исходными данными контрольной группы.

Библиографический список

1. Gingival mucosa proliferative activity and epitheliocytes apoptosis indicators in patients with rapidly progresing periodontitis / S. A. Akimova, N. V. Bulkina, Yu. L. Osipova, L. Yu. Ostrovskaya, L. A. Zyulkina, A. P. Vedyayeva, V. V. Konnov // Archiv Euromedica. – 2019. – № 9 (2). – P. 130–133.
2. Исследование взаимосвязи джоульметрических параметров с воспалительными изменениями тканей пародонта / П. В. Иванов, Л. А. Зюлькина, С. И. Геращенко, С. М. Геращенко, Н. Н. Янкина // Биология и медицина. – 2016. – Т. 8, № 2. – С. 1–4.
3. Никольский, В. И. Абсцессы живота : монография / В. И. Никольский, А. Ю. Сапогников. – Пенза : Старт, 1994. – 204 с.
4. Геращенко, С. И. Джоульметрия и джоульметрические системы: теория и приложение : монография / С. И. Геращенко. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2000. – 192 с.
5. Геращенко, С. М. Джоульметрический метод контроля объектов с ионной проводимостью / С. М. Геращенко // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 2. – С. 106–114.
6. Геращенко, С. М. Джоульметрический декомпозиционный метод контроля состояний биологических объектов и его реализация / С. М. Геращенко, А. А. Митин, С. И. Геращенко // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 4 (12). – С. 93–100.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Для того чтобы решить вопросы, связанные с проблемой моделирования джоульметрических измерительных систем, необходимо рассмотреть особенности контроля биологических объектов, основные закономерности функционирования электрохимических ячеек, принцип работы которых положен в основу джоульметрического метода [1]. Для многих явлений в организме в норме и патологии характерно образование определенных и стабильных комплексов ионов с макромолекулами.

Основными элементами, формирующими структуру тканей и биологических жидкостей, являются белки и нуклеиновые кислоты. С позиций биофизики они представляют собой информационные макромолекулы, характеризующиеся строго определенной последовательностью мономеров. Число, порядок чередования мономеров в этой последовательности, типы связей (ковалентные, ионные, ион-дипольные, дисперсионные) и взаимодействия определяют структуру биополимеров.

Наличие указанных связей придает биологическим объектам электрохимические свойства. Поэтому их можно рассматривать как типичные электролиты. Постепенное формирование патологии в организме вызывает нарушение структуры и функций биополимеров, а, следовательно, и электрохимических свойств биологических объектов.

При электрохимических исследованиях наибольший интерес представляет использование контактных датчиков, включающих ионоселективные мембраны. Контактные датчики характеризуются явлением массопереноса веществ, участвующих в электрохимических преобразованиях. Этот процесс осуществляется за счет диффузии и миграции. Использование контактных датчиков позволяет получить электрические параметры схемы замещения «электрод-среда-электрод» и провести исследование фарадеевских процессов, протекающих в объектах.

Наиболее простой и в тоже время базовой моделью, описывающей процессы протекания электрического тока через раствор электролита между двумя электродами при наличии химических превращений, является электрохимическая ячейка (рис. 1). Она состоит из двух электродов 1, корпуса 2, электролита 3 и выводов 4. Электроды соединяются с электрическими выводами и закреплены в корпусе.

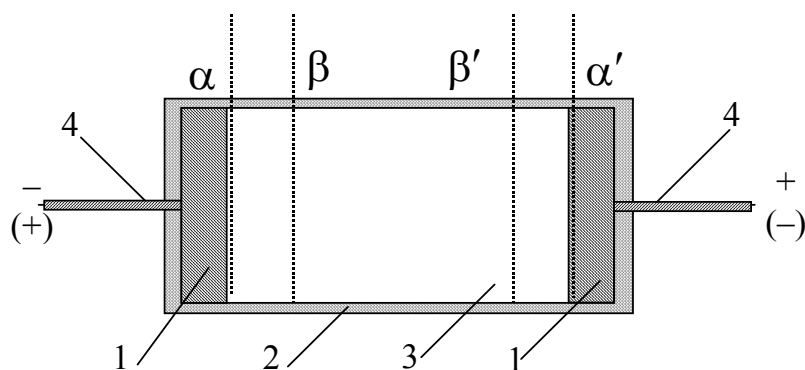


Рис. 1. Схематическое изображение электрохимической ячейки:
1 – электроды; 2 – корпус; 3 – электролит; 4 – выводы

При математическом моделировании процессов в электрохимической ячейке нужно учесть, что электрический ток в электролитах имеет много общего с током в металлах.

Данные выводы относятся именно к внутренней области электролита ($\beta - \beta'$). Случаи электрохимической ячейки сложной структуры (наличие мембран и ионообменников, например, как в гальваническом элементе), а также сильной разницы в геометрических размерах пары электродов и конвективном движении электролита при протекании значительных токов потребуют отдельного дополнительного рассмотрения [2–4].

Электрохимическая ячейка представляет собой проводник, т.е. некоторую систему со свободными носителями зарядов, следовательно, выражение для плотности тока в самом электролите $\beta - \beta'$ имеет такой же вид, что и для плотности тока в металлах $\mathbf{j}_i = \rho_i \mathbf{v}_i = z_i F c_i \mathbf{v}_i$, где z_i – заряд ионов (валентность) i -го вещества, F – постоянная Фарадея ($F = 96485,3$ Кл/моль), c_i – молярная концентрация ионов i -го вещества. Здесь учтено, что плотность носителей заряда в электролите выражается через постоянную Фарадея, валентность и молярную концентрацию ионов i -го вещества $\rho_i = z_i F c_i$, что является следствием законов Фарадея для электролиза.

Скорости ионов можно выразить через их подвижности u_i и напряженность $\mathbf{E}$ электрического поля в электролите $\mathbf{v}_i = u_i \mathbf{E}$, следовательно, выражения для плотностей тока различных ионов перепишутся в виде [5]

$$\mathbf{j}_i = z_i F c_i u_i \mathbf{E}. \quad (1)$$

Из-за наличия в растворе электролита источника носителей зарядов (межфазовая граница), в приэлектродном слое ($\alpha - \beta$, $\beta' - \alpha'$), вследствие диффузии, образуется некоторое распределение ионов, которое можно описать с применением первого закона Фика

$$\mathbf{j}_i = -D_i \vec{\nabla} c_i, \quad (2)$$

где D_i – коэффициент диффузии i -го вещества.

Как указывалось выше – плотность носителей в электролите $\beta - \beta'$ постоянна, т.е. $\rho_i = \text{Const}$ в объёме носителя и, следовательно, $c_i = \text{Const}$.

С другой стороны, избыток носителей заряда создаёт электрическое поле, влияющее на характер диффузии в приэлектродном слое. Считая, что движение заряженных частиц под действием электрического поля подчиняется закону Ома (1), используя соотношение $\mathbf{E} = -\vec{\nabla} \varphi$, где потенциал φ отсчитывается относительно точки в глубине электролита $\beta - \beta'$, приходим к так называемому уравнению Нернста-Планка [2], в котором учитывается поток частиц носителей зарядов за счёт градиента потенциала φ

$$\mathbf{j}_i = -D_i \vec{\nabla} c_i - z_i F u_i c_i \vec{\nabla} \varphi. \quad (3)$$

Данные уравнения достаточно подробно описывают процессы, происходящие в электрохимической ячейке при протекании через неё электрического тока. Природа χ_i носит химический характер, т.е. описывает прирост/убыль i -го вещества за счёт химической реакции, поэтому требует отдельного определения.

Связь концентрации носителей заряда c_i с потенциалом поля этих носителей φ осуществляется через уравнение Пуассона (считаем диэлектрическую проницаемость ε диэлектрика однородной)

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{4\pi}{\varepsilon} \rho = -\frac{4\pi}{\varepsilon} F \sum_{i=1}^N z_i c_i. \quad (4)$$

Согласно уравнению Пуассона (4), в котором заряды распределены по закону Больцмана $\rho_i = \rho_{i0} e^{-\frac{z_i F}{RT} \Delta \varphi}$, приэлектродные слои ($\alpha - \beta$, $\beta' - \alpha'$) рассматриваются в виде конденсатора (плоского, сферического, в зависимости от геометрии электродов) и рассчитывают его ёмкость и потенциал [2].

Для того чтобы описать неравновесное состояние электрохимической ячейки, будем следовать Пригожину [6] и составим уравнения производства энтропии в случае изобарно-изотермического процесса

$$\frac{dS}{dt} = \frac{1}{T} \left(\frac{dQ}{dt} \right)_{p,T} + \sum_{i=1}^N \frac{A_i v_i}{T}, \quad (5)$$

где $\frac{\tilde{A}_i v_i}{T} = -\frac{1}{T} \frac{\theta_i j_i}{z_i F}$, $\tilde{A}_i = A_i + z_i F \Delta \varphi$ – электрохимическое сродство i -го вещества, A_i – введенное де Донде [6] химическое сродство i -го вещества, v_i – скорость реакции i -го вещества.

При практических измерениях определяется интегральный ток, т.е. $j = \sum_{i=1}^N j_i$, что не позволяет непосредственно судить о скорости химического превращения того или иного вещества на межфазовой границе электрод-электролит. Однако, измеряя количество энергии проходящей через электрохимическую ячейку и вычитая из неё составляющую $\left(\frac{dQ}{dt} \right)_{p,T}$, мы сможем судить о члене $\sum_{i=1}^N \frac{A_i v_i}{T}$.

Библиографический список

1. Геращенко, С. М. Джоульметрический декомпозиционный метод контроля состояний биологических объектов и его реализация / С. М. Геращенко, А. А. Митин, С. И. Геращенко // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 4 (12). – С. 93–100.
2. Феттер, К. Электрохимическая кинетика / К. Феттер. – Москва : Химия, 1967. – 856 с.
3. Пат. 2033606 Российская Федерация. Способ прогнозирования динамики воспалительного процесса и устройство для его осуществления / Геращенко С. И., Никольский В. И. ; опубл. 19.09.1990.
4. Пат. 86431 Российская Федерация. Диагностический датчик / Геращенко С. И., Геращенко С. М., Калашникова С. Ю., Логинов С. Н., Сергацкий К. И., Юткина Е. Г. ; опубл. 10.04.2009.
5. Геращенко, С. И. Анализ особенностей системы интегродифференциальных уравнений, описывающих состояние медико-биологических объектов с ионным типом проводимости / С. И. Геращенко, С. М. Геращенко, Е. В. Кучумов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2015. – № 1 (33). – С. 78–88.
6. Пригожин, И. Введение в термодинамику необратимых процессов / И. Пригожин. – Москва : Изд-во иностранной литературы, 1961. – 160 с.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ОБЪЕКТА ПРИ ПОМОЩИ ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

Введение

В настоящее время, для измерения частоты вращения, применяются фотодатчики. При их малых размерах и нечувствительности к магнитным полям, они могут устанавливаться близко друг к другу по всей окружности, что позволяет измерять не только частоту, но и скорость вращения в конкретный промежуток времени. Данные датчики состоят из источника света (светодиода) и приемника света (фотодиода), сопротивление R которого меняется в зависимости от освещенности.

Их существенными недостатками являются зависимость от степени освещенности и от температуры окружающей среды. Повышение температуры окружающей среды часто приводит к сбою в работе приборов измерения, в которых в качестве преобразователей сигнала используется фотодатчик.

Необходимость контролирования состояния технических устройств привела к развитию различных методов измерения частот и скоростей вращающихся тел и частотных характеристик колебательных систем.

Практическая часть

В предложенной методике используется модуль инфракрасного (ИК) датчика отражения «KY-032». Устройство имеет передатчик (ИК-светодиод), излучающий инфракрасный луч, модулированный частотой 38 кГц, который принимается микросхемой-приемником на плате. При приближении предмета, способного отражать ИК-излучение к сенсору (чувствительность регулируется потенциометром) на выходе “OUT” появляется низкий уровень напряжения и включается светодиод на плате модуля.



Рис. 1 Модуль инфракрасного (ИК) датчика отражения «KY-032»

Сигналы фотодатчика могут быть обработаны микроконтроллером (МК) семейства AVR Atmega8. Для корректной работы которого необходимо установить высокий логический уровень на выводе PC6 (reset), подключить фильтрующие конденсаторы к выводам питания, а также осуществить внешнее тактирование по средствам кварцевого резонатора на 16 МГц. Выводы 17–19 поддерживают аппаратную шину SPI и служат для загрузки управляющей программы в МК.

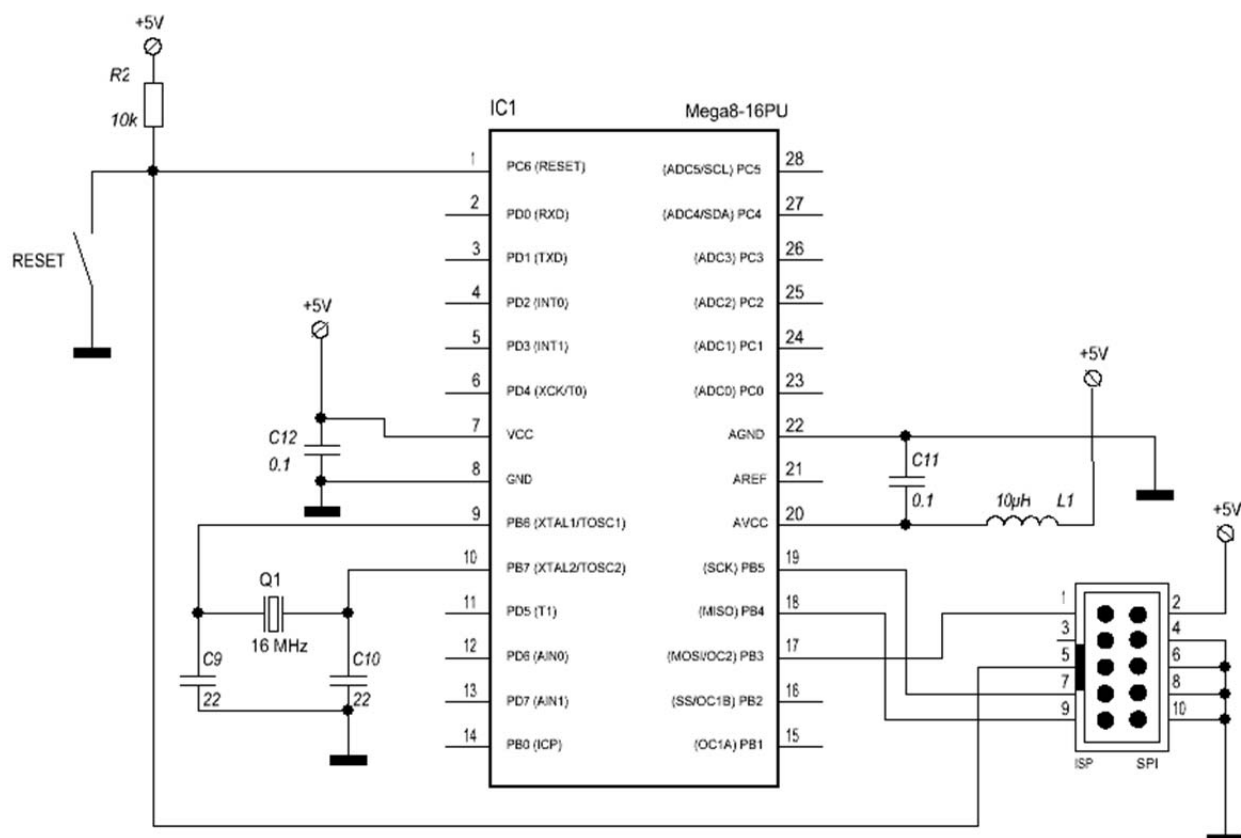


Рис. 2 Электрическая схема данного устройства

Сигнал, идущий от фотозлемента подается непосредственно на вывод PD2, поддерживающий аппаратное прерывание. Информация о скорости вращения выводится по средствам интерфейса UART (выводы 2–3), что позволяет использовать ее широкой линейкой устройств, в том числе персональным компьютером с преобразователем USB-TTL.

Управляющая программа для микроконтроллера может быть на языке C++. Принцип оценки скорости вращения основан на измерении времени между соседними срабатываниями датчика. Однако практика показывает, что входной сигнал может быть зашумлен. Это приводит к появлению ложных значений. Для предотвращения этого, введен алгоритм, который не учитывает короткие импульсы, идущие после фронта сигнала датчика. Аналогично отсекаются сигналы после спада. Ширина зоны отсекается подбирается экспериментально.

Кроме того, значение угловой скорости в большинстве систем не может изменяться достаточно резко. Поэтому для исключения случайной ошибки имеет смысл применять подпрограмму усреднения значения. Принцип ее работы основан на сохранении результатов в массиве заданного размера. Далее вычисляется среднее значение для всех элементов.

Таким образом, в последовательный порт выводятся отфильтрованные и усредненные значения скорости, обеспечивая максимальную точность. Текст программы и снимок окна терминала порта представлены ниже.

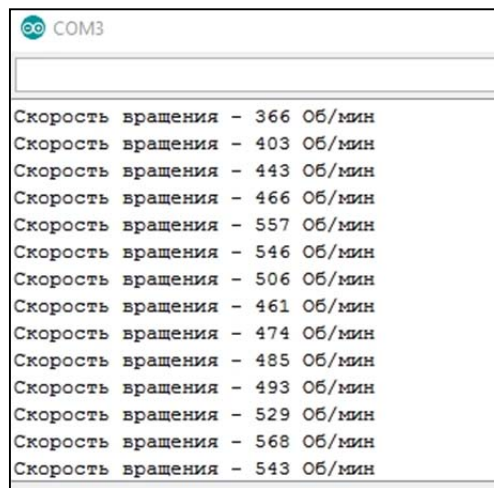


Рис. 3 Снимок окна терминала порта

Текст программы:

```

unsigned long lastflash;
int RPM;
byte P_S;
unsigned long Send_timme;
unsigned long fon_timme;
volatile bool pin_S = 0;
void setup() {
  pinMode (2, INPUT);
  Serial.begin(9600); //открыть порт
  attachInterrupt(0,sens,CHANGE); //подключить прерывание
  Summator (0, 0);
}
void loop() {
  if ((micros() - lastflash) > 1000000) { // обнуление
    RPM = 0;
    Summator (0, 0);
  }
  if (pin_S == 1 && P_S == 0 && millis () - fon_timme > 5) { // антидребезг
    fon_timme = millis();
    P_S = 1;
    RPM = 60 / ((float)(micros() - lastflash) / 1000000); //расчет
    lastflash = micros(); //запомнить время последнего оборота
    Summator (RPM, 1);
  }
  if (pin_S == 0 && P_S == 1 && millis () - fon_timme > 5) {
    P_S = 0;
    fon_timme = millis();
  }
  if(millis ()- Send_timme > 100){
    Send_timme = millis();
    RPM = Summator (RPM, 1);
    Serial.println(RPM); //вывод в порт
  }
}

```

```

void sens(){
    pin_S = digitalRead (2);
}
#define Set_element 10 // Элементов усреднения
/*
    Функция усреднения входных данных
    1 аргумент - входящие данные
    2 аргумент - режим работы функции:
                0 - сброс
                1 - запись
*/
int Summator (int inPut_s, bool regim_s) {
    static int MassSensor[Set_element + 1]; // Объявление массива
    static int i; // Переменная номер элемента
    if (regim_s == 1) { // Проверка режима
        MassSensor[i] = inPut_s; // Запись входных данных в массив
        i++; // Переход к следующему элементу
        if (i >= Set_element) { // Проверка переполнения
            i = 0; // Переход к первому
        }
        unsigned long Summa = 0; // Переменная - сумма массива
        for (int j = 0; j < Set_element; j++) { // Цикл суммирования
            Summa += MassSensor[j]; // Прибавление элемента
        }
        int Out = Summa/Set_element;
        return Out;
    }
    else { // Режим обнуления
        i = 0;
        while (i < Set_element) { // Цикл обнуления
            MassSensor[i] = 0; // Обнуление массива
            i++; // Переход к следующему
        }
        i = 0; // Переход к началу массива
    }
}

```

Заключение

Итак, в данной работе предложен способ определения угловой скорости вращения объекта с использованием оптического датчика отражения, работающего совместно с микроконтроллером.

Библиографический список

1. Демков, В. П. В помощь поступающим в вузы. Физика. Механика / В. П. Демков, О. Н. Третьякова. – Москва : Изд-во МАИ, 1996. – 311 с.
2. Соммер, У. Программирование микроконтроллерных плат Arduino/ Freeduino / У. Соммер. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2012. – 256 с.
3. Петин, В. А. Проекты с использованием контроллера Arduino / В. А. Петин. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2014. – 400 с.
4. Белов, А. В. Микроконтроллеры AVR. От азов программирования до создания практических устройств / А. В. Белов. – Москва : Наука и техника, 2006. – 545 с.

АНАЛИЗ КОНСТРУКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ РАЗБАЛАНСА МОСТОВОЙ СХЕМЫ В ЧАСТОТУ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТЕНЗОРЕЗИСТИВНЫХ ДАТЧИКОВ

Одним из наиболее простых методов создания датчиков механических величин с цифровым выходным сигналом является преобразование параметров датчиков в частоту, обладающее рядом достоинств: достижение более высокой точности измерения, чем в преобразователях амплитуд сигналов, значительно более высокая помехоустойчивость, более простая обработка частотных сигналов. В наибольшей степени перспективным направлением создания частотных преобразователей параметров датчиков резистивного типа является построение их на основе метода интегрирующего развертывающего преобразования. Достоинствами таких преобразователей являются широкие функциональные возможности, помехоустойчивость, относительная простота реализации и настройки схем, технологичность [1, 2, 7].

При этом одним из наиболее распространенных и технически отработанных принципов действия чувствительного элемента (ЧЭ) является использование тензорезистивной мостовой схемы. Со второй половины 20 века в мостовых схемах широко применяются полупроводниковые тензорезисторы, обладающие значительно более высокой тензочувствительностью, чем металлические. Перспективным направлением совершенствования датчиков механических величин представляется сочетание полупроводниковых тензорезистивных мостовых схем и методов преобразования выходного напряжения мостовой схемы в частоту [1–6]. Известным недостатком полупроводниковых тензорезисторов является значительная температурная зависимость характеристик (сопротивления и тензочувствительности), которая требует применения методов температурной компенсации при создании ЧЭ датчиков, работоспособных в условиях повышенных температур [7].

Большинство технических решений частотных преобразователей сигналов содержат на входе мостовые измерительные схемы с металлическими тонкопленочными тензо- и терморезисторами, служащие для преобразования давления, действующего на упругий элемент в виде круглой жесткозашемленной мембраны, в электрическое напряжение, при этом выход мостовой схемы подключен к частотному интегрирующему развертывающему преобразователю (ЧИРП) на основе операционных усилителей (рис. 1) [1, 4, 5]. Основным недостатком данных частотных преобразователей является повышение температуры резисторов мостовой схемы, в том числе вследствие саморазогрева, что приводит к появлению дополнительной температурной погрешности выходного сигнала [3–6].

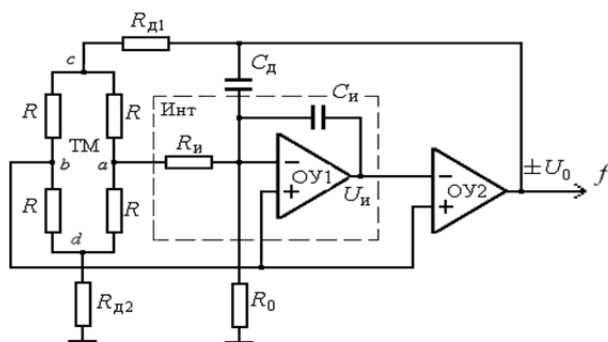


Рис. 1. Функциональная схема ЧИРП с мостовой тензорезистивной схемой [1]

Учеными Пензенского государственного университета разработано и запатентовано несколько технических решений, направленных на снижение дополнительной температурной погрешности ЧИРП с мостовой резистивной схемой [3–6]. Однако данные технические решения посвящены ЧИРП с тензомостами на основе металлопленочных тензорезисторов, которые характеризуются относительно низкой тензочувствительностью (приблизительной равной 2), а также преобладанием аддитивной составляющей температурной погрешности выходного сигнала тензомоста, вызванной зависимостью номинального сопротивления металлического тензорезистора от температуры. В то же время для полупроводниковых тензорезисторов характерна высокая тензочувствительность (100 и выше), а также наличие существенной зависимости тензочувствительности от температуры, что является причиной появления значительной мультипликативной составляющей выходного сигнала мостовой схемы [8]. Поэтому известные схемы ЧИРП мостовых тензосхем не учитывают особенностей полупроводниковых тензорезисторов и не могут обеспечить заданную точность при их работе в условиях повышенных температур.

Известно, что зависимость сопротивления полупроводникового тензорезистора от деформации и температуры определяется выражением

$$R(\varepsilon, T) = R_0 (1 + \alpha \cdot \Delta T) (1 \pm k_0 (1 + \gamma \cdot \Delta T) \varepsilon), \quad (1)$$

где R_0 – номинал тензорезистора при нормальной температуре; α – температурный коэффициент сопротивления; k_0 – коэффициент тензочувствительности тензорезистора при нормальной температуре; ε – относительная деформация тензорезистора; γ – температурный коэффициент тензочувствительности; ΔT – диапазон изменения рабочей температуры тензорезистора [8].

Рассмотрим тензопреобразователь, состоящий из мостовой схемы (МС), содержащей полупроводниковые тензорезисторы, интегратор на базе операционного усилителя ОУ₁ с емкостной отрицательной обратной связью, сравнивающее устройство СУ на базе ОУ₂ и дозирующий конденсатор C_d (см. рис. 1) [1].

В установившемся режиме работы устройства с выхода сравнивающего устройства ОУ₂ следуют разнополярные импульсы амплитудой $\pm U_0$. Пусть в момент времени t_1 произошла смена полярности выходного напряжения с минус U_0 на $+U_0$. При этом напряжение на выходе интегратора обусловлено положительным "скачком" напряжения с одной из вершин измерительной диагонали тензометрического моста, равным $0,5U_0(1 + \varepsilon_m)$, где $\varepsilon_m = \Delta R/R$ – относительное изменение сопротивления МС, и отрицательным «скачком» через дозирующий конденсатор C_d , равным $-2(C_d/C_u)U_0$, где C_u – значение емкости интегратора.

В соответствии с методикой расчета, изложенной в [1], частота выходного сигнала ЧИРП будет равна

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\varepsilon_m}{4R_i C_d}. \quad (2)$$

С учетом выражения (1) относительное изменение сопротивления полумоста будет определяться выражением

$$\varepsilon_{12} = \frac{1}{2} + \frac{k_0 \varepsilon}{2} + \frac{k_0 \varepsilon \gamma \Delta T}{2} + \frac{k_0 \varepsilon}{2\alpha \Delta T} + \frac{k_0 \varepsilon \gamma}{2\alpha}. \quad (3)$$

Тогда выходной сигнал ЧИРП будет равен

$$f = \frac{k_0 \varepsilon (1 + \gamma \Delta T)}{4C_d R_i}. \quad (4)$$

Как видно из формулы (4), учет температурной зависимости тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов приводит к появлению зависимости выходной частоты от температуры, т.е., дополнительной мультипликативной составляющей погрешности.

Для оценки численных характеристик ЧИРП МС с полупроводниковыми тензорезисторами рассмотрим типичные параметры МС: номинальное сопротивление тензорезистора $R_0 = 1000 \text{ Ом}$, коэффициент тензочувствительности $k_0 = 100$, деформация тензорезисторов $\varepsilon = 5 \cdot 10^{-4}$, емкость дозирующего конденсатора $C_d = 100 \text{ пкФ}$, сопротивление интегратора $R_i = 50 R_0$, ТКЧ тензорезисторов $\gamma = 0,0012 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, диапазон рабочих температур $\Delta T = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Тогда рассчитанное по формуле (2) номинальное значение частоты выходного сигнала будет составлять $2,5 \cdot 10^3 \text{ Гц}$, а значение частоты при разности температур $\Delta T = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$, определенное по формуле (4) будет составлять $2,8 \cdot 10^3 \text{ Гц}$. При этом погрешность выходной частоты составит 12 %, что не соответствует требованиям по точности, предъявляемым к современным датчикам.

Таким образом, применение ЧИРП для преобразования разбаланса мостовой схемы с полупроводниковыми тензорезисторами является перспективным направлением развития измерительной техники благодаря миниатюрности, высокому массогабаритным показателем и низким энергопотреблением, но в то же время требует разработки дополнительных методов и средств компенсации температурной погрешности выходной частоты.

Библиографический список

1. Громко, Н. В. Интегрирующие развертывающие преобразователи параметров датчиков систем измерения, контроля и управления : монография / Н. В. Громков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 244 с.
2. Волков, В. С. Современные направления развития преобразователей давления с частотным выходным сигналом / В. С. Волков, Д. А. Кудрявцева, И. Р. Вергазов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 20–29.
3. Пат. 2398196 Российская Федерация. Устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / Васильев В. А., Громков Н. В. ; опубл. 27.08.2010, Бюл. № 24.
4. Пат. 2395060 Российская Федерация. Частотный преобразователь сигнала разбаланса тензомоста с уменьшенной температурной погрешностью / Васильев В. А., Громков Н. В. ; опубл. 20.07.2010, Бюл. № 20.
5. Пат. 2430342 Российская Федерация. Полупроводниковый датчик давления с частотным выходным сигналом / Васильев В. А., Громков Н. В., Москалев С. А. ; опубл. 27.09.2011, Бюл. № 27.
6. Пат. 2631494 Российская Федерация. Универсальный модуль частотного интегрирующего развертывающего преобразователя для датчиков физических величин / Васильев В. А., Громков Н. В., Жоао А. Ж. ; опубл. 20.09.2017, Бюл. № 27.
7. Кучумов, Е. В. Струнный автогенераторный измерительный преобразователь на основе пьезоструктуры / Е. В. Кучумов, И. Н. Баринков, В. С. Волков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 58– 65.
8. Волков, В. С. Исследование влияния концентрации легирующей примеси на температурную зависимость тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов / В. С. Волков, Е. А. Рыблова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2017. – № 2 (20). – С. 40–47.

ПОСТРОЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ САПР QUARTUS II

В статье рассматривается проектирование автоматизированных систем контроля и управления (АСКУ) методом конечных автоматов. Данный метод позволяет проектировать любые АСКУ путем создания ориентированного графа. При этом, знание каких либо языков программирования необязательно. Данный метод совместно с пакетом программного обеспечения САПР Quartus II обеспечивает доступность и легкость проектирования АСКУ с возможностью функционального моделирования полученной системы и ее дальнейшей аппаратной реализации.

Автоматы, представленные в данной статье, рассматриваются как механизмы, которые состоят из блока управления, находящемся в различных состояниях (внутренние состояния автомата), а также из входного и выходного канала. Входной канал считывает входные сигналы из внешней среды, а выходной канал выдает сигналы во внешнюю среду. Другими словами автомат можно представить в виде некоторой автоматизированной системы контроля и управления S , изображенной на рис. 1.

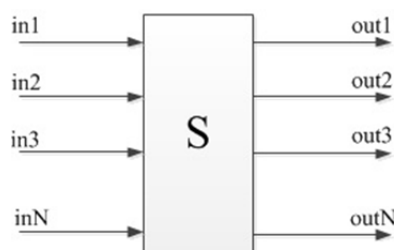


Рис. 1. Автоматизированная система контроля и управления

На вход системы S поступает множество входных сигналов $in1, in2, \dots, inN$, а на выходе системы формируется множество выходных сигналов $out1, out2, \dots, outN$. Саму систему S можно представить в виде «ориентированного графа, в котором вершинам соответствуют абстрактные внутренние состояния автомата, а дуги соответствуют переходам между состояниями» [1].

Для построения и моделирования системы S в САПР Quartus II необходимо создать проект. Далее создать файл File_New_State Machine File.

В открывшемся окне с помощью кнопки State Machine Wizard (более простой способ) необходимо разработать граф. Т.е. в появляющихся окнах указать все параметры графа, а именно:

- режим сброса;
- названия состояний State Name;
- название входных портов (сигналов) Input Port Name;
- переходы состояний State transitions;
- выходные порты (сигналы) Output ports;
- условия действий Action conditions.

После введения данных необходимо проверить таблицу State machine Summary, приведенную на рис. 2, в которой указаны состояния, входные и выходные порты.

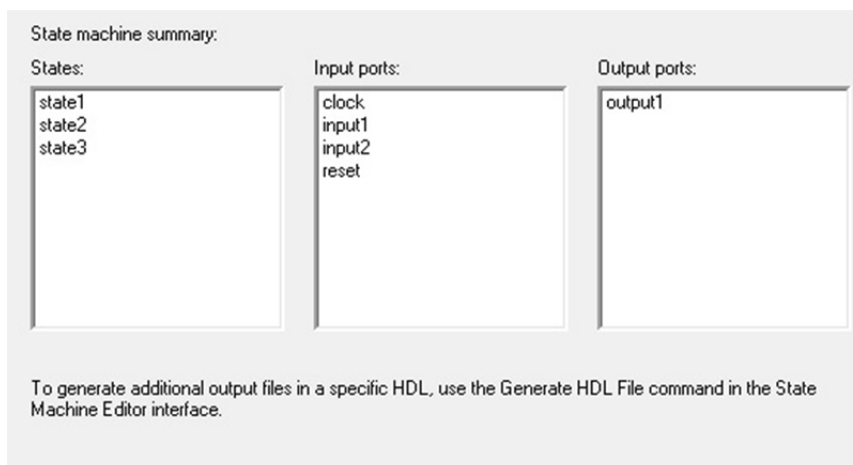


Рис. 2. Таблица State machine Summary

По завершению описания программа формирует сам граф состояний (ориентированный граф), пример которого приведен на рис. 3.

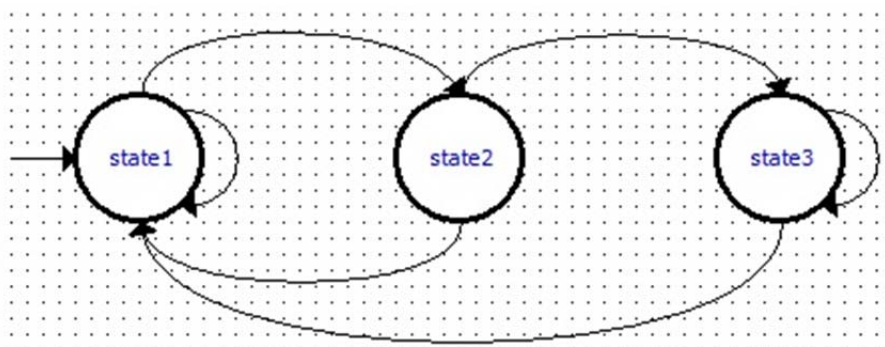


Рис. 3. Ориентированный граф

Далее генерируем HDL файл, нажав кнопку Generate HDL File. После сохранения файла необходимо генерировать Generate Other File. Это действие создает символ АСКУ, приведенный на рис. 4, в библиотеке проекта.

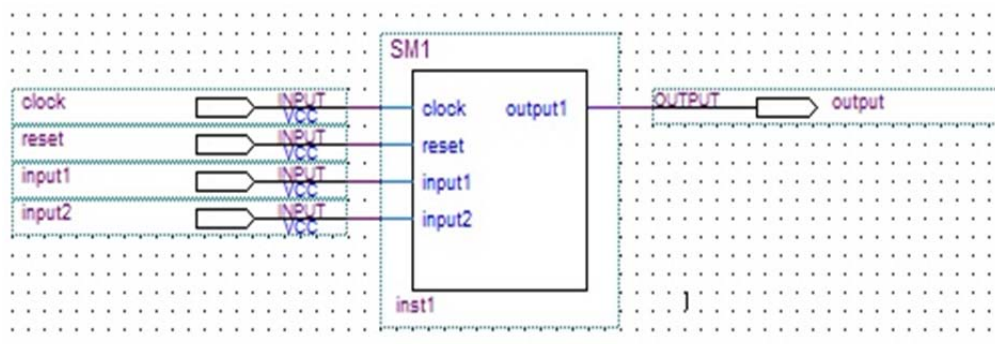


Рис. 4. Символ АСКУ

При успешном создании проекта (программа не выдает ошибок) необходимо провести функциональное моделирование работы АСКУ в новом файле Vector Waveform File. Для этого требуется задать частоту синхронизации clock и, имитируя наличием сигналов reset, input1, input2 на входе системы, получаем выходной сигнал output на выходе.

В случае, если алгоритм, описанный при проектировании АСКУ успешно проходит функциональное моделирование, то проект можно загружать в ПЛИС. Для этого необходимо присвоить входным и выходным сигналам устройства номера выводов (ножек) ПЛИС нажав кнопку Pin Planner. После этого можно загружать проект в ПЛИС, нажав кнопку Programmer.

Вышеописанная методика была применена при разработке и описании различных алгоритмов автоматизированных систем управления [2–4].

Заключение

Применение САПР Quartus II при построении автоматизированных систем контроля и управления обеспечивает:

- простой и легкий способ проектирования АСКУ без знания языков программирования;
- функциональное моделирование полученной АСКУ;
- аппаратная реализация полученной АСКУ.

Библиографический список

1. Бибило, П. Н. Основы языка VHDL : учеб. пособие / П. Н. Бибило. – 7-е изд. – Москва : ЛИБРОКОМ, 2016. – 328 с.
2. Кондрашов, С. А. Автоматизированное устройство управления источниками электрической энергии / С. А. Кондрашов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. XXXIII Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 22–23 мая 2019 г.) : в 2 т. / под ред. д-ра техн. наук, проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – Т. 1. – URL: dep_ait.pnzgu.ru
3. Кочетков, А. А. Алгоритм управления автоматизированной системой электроснабжения / А. А. Кочетков, С. А. Кондрашов, В. Е. Кузнецов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. XXXIII Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 22–23 мая 2019 г.) : в 2 т. / под ред. д-ра техн. наук, проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – Т. 1. – URL: dep_ait.pnzgu.ru
4. Кондрашов, С. А. Автоматизированное устройство управления электроагрегатом / С. А. Кондрашов, А. А. Кочетков, М. А. Борисов, В. Е. Кузнецов // Проблемы информатики в образовании, управлении, экономике и технике : сб. ст. XIX Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Приволж. Дом знаний, 2019. – 256 с.

И. В. Бойков, Н. П. Кривулин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Введение

При построении информационно-измерительных систем (ИИС) основными задачами являются определение параметров систем и их динамических характеристик. В статье предложены методы восстановления импульсной переходной функции (ИПФ), основанные на результатах идентификации и параметрической идентификации нестационарных динамических систем со сосредоточенными и распределенными параметрами.

рами. Представлены алгоритмы определения параметров динамических систем (коэффициентов обыкновенных дифференциальных уравнений и уравнений в частных производных) по заданной импульсной переходной функции или функции Грина. Статья является обзором работ авторов по методам идентификации параметров динамических систем.

1. Определение ИПФ нестационарных динамических систем

1.1. Динамические системы со сосредоточенными параметрами

Рассмотрим динамическую систему, описываемую уравнением Вольтерра

$$\int_0^t g(t, \tau)x(\tau)d\tau = f(t), \quad (1)$$

где $x(t), f(t)$ – входной и выходной сигналы, $g(t, \tau)$ – ИПФ, требующая определения.

Определение ИПФ основано на следующем утверждении [1], [2]:

Пусть ИПФ $g(t, \tau)$ удовлетворяет условиям:

1. Условию физической реализуемости:

$$g(t, \tau) = 0 \text{ при } \tau > t \quad (2)$$

2. Изображение функции $g(t, \tau)$ по переменной t при применении преобразования Лапласа имеет вид

$$G(p, \tau) = \int_0^\infty g(t, \tau)e^{-pt} dt = \hat{G}(p)e^{-\tau q(p)}, \quad (3)$$

где $\hat{G}(p), q(p)$ – аналитические функции в полуплоскости плоскости комплексной переменной p , определяемой неравенством $Re(p) > \sigma_0$.

Тогда изображение Лапласа уравнения (1) определяется формулой

$$\hat{G}(p)X(q(p)) = F(p). \quad (4)$$

Восстановление ИПФ проводится по двум тестовым линейно-независимым входным сигналам $x_1(t)$ и $x_2(t)$ и по результатам наблюдения соответствующих выходных сигналов $f_1(t)$ и $f_2(t)$, что на основании (1) приводит к системе уравнений:

$$\int_0^t g(t, \tau)x_i(\tau)d\tau = f_i(t), i=1,2. \quad (5)$$

Изображение системы интегральных уравнений (5) при условиях (2), (3) на основании (4) приводит к системе уравнений с неизвестными функциями $\hat{G}(p)$ и $q(p)$:

$$\hat{G}(p)X_k(q(p)) = F_k(p), \quad k=1,2, \quad (6)$$

Из системы (6) находим $\hat{G}(p)$ и $q(p)$. Функция $g(t, \tau)$ находится применением обратного преобразования Лапласа к уравнению (3) при фиксированных значениях τ .

Замечание. Если изображение ИПФ $G(p, \tau)$ не удовлетворяет условию (3), то его можно аппроксимировать [1,2] отрезком ряда $G(p, \tau) = \sum_{k=1}^N \hat{G}_k(p)e^{-\tau q_k(p)}$ с неизвестными функциями $\hat{G}_k(p)$, $q_k(p)$, $k=1,2,\dots,N$. Тогда для определения функций $\hat{G}_k(p)$, $q_k(p)$,

$k = 1, 2, \dots, N$ потребуется $2N$ тестовых входных $x_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, N$, и соответствующих выходных $y_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, N$, сигналов. Соответствующая система уравнений примет вид:

$$\sum_{k=1}^N \hat{G}_k(p) X_m(q_k(p)) = F_m(p), \quad m = 1, 2, \dots, 2N.$$

Применения данного подхода приведены в работах [1, 2].

1.2. Идентификация линейных динамических систем с распределенными параметрами

В случае нестационарных динамических систем с распределенными параметрами, математическая модель вида «вход – выход» имеет вид:

$$y(t, x_1, \dots, x_n) = \int_0^t \int_0^{x_1} \dots \int_0^{x_n} g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, x_n, \xi_n) w(\tau, \xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n) d\tau d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (7)$$

где $w(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$, $y(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$ – входной и выходной сигналы системы; $g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, \xi_n)$ – импульсная переходная функция.

Алгоритм идентификации основан на следующем утверждении.

Пусть ИПФ $g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, \xi_n)$ удовлетворяет следующим условиям:

1. Условию физической реализуемости:

$$g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, x_n, \xi_n) = 0 \text{ при } \tau > t \text{ или } \xi_1 > x_1 \text{ или } \dots \xi_n > x_n. \quad (8)$$

2. Преобразование Лапласа ИПФ по переменным $t, x_1, \dots, x_n$ удовлетворяет условию

$$G(p, \tau, p_1, \xi_1, \dots, p_n, \xi_n) = \int_0^t \int_0^{x_1} \dots \int_0^{x_n} g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, x_n, \xi_n) e^{-(pt + p_1 x_1 + \dots + p_n x_n)} dt dx_1 \dots dx_n = \quad (9)$$

$$= \hat{G}(p, p_1, \dots, p_n) e^{-(\tau q(p) + \xi_1 q_1(p_1) + \dots + \xi_n q_n(p_n))},$$

где $\hat{G}(p, p_1, \dots, p_n)$, $q(p)$, $q_1(p_1)$, $\dots$, $q_n(p_n)$ – аналитические функции в области $Re(p_k) > \sigma_k$, $k = 0, 1, 2, \dots, n$.

Тогда изображение Лапласа уравнения (7) будет иметь вид

$$Y(p, p_1, \dots, p_n) = \hat{G}(p, p_1, \dots, p_n) W(q(p), q_1(p_1), \dots, q_n(p_n)). \quad (10)$$

Восстановление ИПФ проводится по $n + 2$ тестовым входным сигналам $w_k(t_1, t_2, \dots, t_n)$, $k = 1, 2, \dots, n + 2$, и соответствующим $n + 2$ выходным сигналам $y_k(t_1, t_2, \dots, t_n)$, $k = 1, 2, \dots, n + 2$, что приводит к системе уравнений:

$$y_k(t, x_1, \dots, x_n) = \int_0^t \int_0^{x_1} \dots \int_0^{x_n} g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, x_n, \xi_n) w_k(\tau, \xi_1, \dots, \xi_n) d\tau d\xi_1 \dots d\xi_n, \quad k = 1, 2, \dots, n + 2. \quad (11)$$

Пусть функция $g(t, \tau, x_1, \xi_1, \dots, x_n, \xi_n)$ удовлетворяет условиям (8), (9). Тогда изображением системы уравнений (11) будет система алгебраических уравнений

$$Y_k(p, p_1, \dots, p_n) = \hat{G}(p, p_1, \dots, p_n) W_k(q(p), q_1(p_1), \dots, q_n(p_n)), \quad k = 1, 2, \dots, n + 2. \quad (12)$$

Решая систему (12) относительно искомых функций $\hat{G}(p, p_1, \dots, p_n)$, $q(p)$, $q_1(p_1)$, $\dots$, $q_n(p_n)$, найдем изображение импульсной переходной функции в виде

$$G(p, p_1, \dots, p_n, \xi_1, \xi_2, \dots, \tau_n) = \hat{G}(p, p_1, \dots, p_n) e^{-(\tau q(p) + \xi_1 q_1(p_1) + \dots + \xi_n q_n(p_n))}.$$

ИПФ определим обратным преобразованием Лапласа уравнения (9) по переменным $p, p_1, \dots, p_n$ (при каждом фиксированном значении параметров $\tau_1, \dots, \tau_n$).

2. Восстановление параметров линейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами.

2.1. Системы со сосредоточенными параметрами.

Линейные системы с переменными параметрами, на входе которых имеется сигнал $x(t)$, а на выходе – сигнал $y(t)$, моделируются дифференциальными уравнениями

$$a_n(t) \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1}(t) \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0(t) y(t) = x(t), \quad (13)$$

где $a_n(t), a_{n-1}(t), \dots, a_0(t)$ – коэффициенты, зависящие от времени.

Следуя [1,4], определения параметров $a_n(t), a_{n-1}(t), \dots, a_0(t)$ измерительной системы, описываемой уравнением (13), проводится по известной или восстановленной по серии виртуальных сигналов ИПФ. Для восстановления ИПФ можно воспользоваться вышеизложенными методами или методами изложенными в работах [1, 2, 5].

Для систем, описываемых дифференциальными уравнениями вида (13), импульсная переходная функция определяется выражением

$$\int_0^t g(t, \tau) x(\tau) d\tau = y(t), \quad (14)$$

где $x(t)$ и $y(t)$ – входной и выходной сигналы, $g(t, \tau)$ – импульсная переходная функция.

Определим (аналитическими или численными методами) по заданной функции $g(t, \tau)$ измерительного преобразователя (14) виртуальные входные сигналы $x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n+1}(t)$ такие, чтобы им соответствовали заданные виртуальные выходные сигналы, составляющие систему линейно независимых функций $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_{n+1}(t)$.

Определим искомые сигналы $x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n+1}(t)$ из системы уравнений

$$\int_0^t g(t, \tau) x_k(\tau) d\tau = \varphi_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, n+1. \quad (15)$$

Решая систему (15), находим для каждого виртуального выходного сигнала $\varphi_i(t), i = 1, 2, \dots, n+1$, соответствующий виртуальный входной сигнал $x_i(t), i = 1, 2, \dots, n+1$. Подставляя $\varphi_i(t)$ и $x_i(t), i = 1, 2, \dots, n+1$ в (13), приходим к системе уравнений относительно $a_i(t), i = 1, 2, \dots, n+1$: $a_n(t) \varphi_k^{(n)}(t) + \dots + a_1(t) \varphi_k'(t) + a_0(t) \varphi_k(t) = x_k(t), k = 1, 2, \dots, n+1$.

Если $\varphi_1(t) = 1(t), \varphi_2(t) = t, \dots, \varphi_{n+1}(t) = t^n$, то при $t > 0$ система имеет решение $a_0(t) = x_1(t); a_1(t) = x_2(t) - a_0(t)t; \dots; a_n(t) = \frac{1}{n!} (x_{n+1}(t) - n(n-1) \cdot \dots \cdot 2a_{n-1}(t)t - \dots - a_0(t)t^n)$

Таким образом, располагая функцией $g(t, \tau)$, вычисляем коэффициенты уравнения (13).

2.2. Системы с распределенными параметрами.

Восстановление параметров динамических систем с распределенными параметрами рассмотрим на примере параболических уравнений

$$a(t, x) \frac{\partial u(t, x)}{\partial t} + b(t, x) \frac{\partial^2 u(t, x)}{\partial x^2} = f(t, x) \quad (16)$$

с начальными условиями $u(0, x) = 0$ и краевыми условиями $u(t, 0) = 0$. Здесь $f(t, x)$ – входной сигнал; $u(t, x)$ – выходной сигнал; $a(t, x), b(t, x)$ – параметры системы.

Для систем, описываемых дифференциальными уравнениями в частных производных, входной $f(t, x)$ и выходной $u(t, x)$ сигналы связаны уравнением [3]:

$$u(t, x) = \int_0^t \int_0^x g(t, \tau, x, \xi) f(\tau, \xi) d\xi d\tau, \quad (17)$$

где $g(t, \tau, x, \xi)$ – ИПФ, которая для уравнения (16) является функцией Грина.

Возьмем два линейно – независимые виртуальных сигнала $u_1(t, x)$ и $u_2(t, x)$. Используя соотношение (17), составим два интегральных уравнения для определения соответствующих виртуальных входных сигналов $f_1(t, x)$ и $f_2(t, x)$:

$$u_k(t, x) = \int_0^t \int_0^x g(t, \tau, x, \xi) f_k(\tau, \xi) d\xi d\tau, \quad k = 1, 2,$$

из решения которых найдем виртуальные сигналы $f_1(t, x)$ и $f_2(t, x)$.

Подставляя $u_1(t, x)$ и $u_2(t, x)$ и $f_1(t, x)$, $f_2(t, x)$ в (16), получим систему алгебраических уравнений относительно искомых коэффициентов $a(t, x)$ и $b(t, x)$

$$a(t, x) \frac{\partial u_k(t, x)}{\partial t} + b(t, x) \frac{\partial^2 u_k(t, x)}{\partial x^2} = f_k(t, x), \quad k = 1, 2. \quad (18)$$

Решая систему (18), находим искомые коэффициенты $a(t, x)$ и $b(t, x)$.

3. Методы построения измерительных систем при восстановлении входных сигналов.

Опишем методы восстановления входных сигналов первичных измерительных преобразователей (ПИП) путем построения измерительной системы на выходе которой наблюдается восстанавливаемый сигнал.

Построение измерительной системы основано на методах идентификации и параметрической идентификации, приведенные в предыдущих разделах.

3.1. Восстановление входных сигналов нестационарных систем по результатам параметрической идентификации.

Ниже представлен метод, основанный на построение математической модели измерительной системы в виде дифференциального уравнения

$$a_n(t) \frac{d^n f(t)}{dt^n} + a_{n-1}(t) \frac{d^{n-1} f(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0(t) f(t) = x(t). \quad (19)$$

Здесь $x(t)$ – входной сигнал, подлежащий восстановлению; $f(t)$ – выходной сигнал.

Восстановление входного сигнала проводится по формуле (19). Предварительно определяются коэффициенты $a_n(t), \dots, a_0(t)$ дифференциального уравнения (19) и вычисляются производные $\frac{d^n f(t)}{dt^n}, \frac{d^{n-1} f(t)}{dt^{n-1}}, \dots, \frac{df(t)}{dt}$.

Определение коэффициентов уравнения (19) проводится по известной или восстановленной импульсной переходной функции измерительной системы. Соответствующие методы представлены в работе [4] и в разделе 2.1 данной статьи.

Восстановление входных сигналов дискретных систем проводится путем построения разностного уравнения: $a_n(k)y(k+n) + \dots + a_0(k)y(k) = x(k), k = 0, 1, \dots$

Здесь $x(k), k = 0, 1, \dots$, – входной сигнал; $y(k), k = 0, 1, \dots$, – выходной сигнал.

3.2. Восстановление входного сигнала по коррекции выходного сигнала.

В разделе представлены методы восстановления входных сигналов, основанные на обработке выходных сигналов измерительного преобразователя. Для обработки выходного сигнала используется корректирующее устройство (КУ), реализация которого может быть выполнена как аппаратно, так и программно.

Для измерительного преобразователя, описываемого уравнением

$$\int_0^t g(t, \tau) d\tau = f(t), 0 \leq t < \infty, \quad (20)$$

строится измерительная система, состоящая из первичного измерительного преобразователя (ПИП), описываемый уравнением (20) и КУ, функционирование которого кото-

рое описывается уравнением $\int_0^t g_C(t, \tau) f(\tau) d\tau = x(t), 0 \leq t < \infty$, где $f(t)$ – входной сигнал КУ

(выходной сигнал ПИП (15)); $f(t)$ – выходной сигнал КУ; $g(t, \tau)$ – импульсная переходная функция ПИП; $g_C(t, \tau)$ – импульсная переходная функция КУ.

Восстановление функций $g(t, \tau), g_C(t, \tau)$ осуществляется методами, представленными в первом разделе.

Восстановление входного сигнала $x(t)$ в режиме работы измерительного преобразователя определяется по формуле $x(t) = \int_0^t g_C(t, \tau) f(\tau) d\tau$.

Выводы

Результаты, изложенные в работе, позволяют разработать эффективные алгоритмы построения ИИС.

Отметим, что при построении эредитарных динамических систем, описываемых дифференциальными уравнениями с дробными производными, для определения параметров можно воспользоваться результатами работ [6,7].

Работа выполнена при поддержке РФФИ. Грант 16-01-00594.

Библиографический список

1. Бойков, И. В. Аналитические и численные методы идентификации динамических систем : монография / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – 398 с.
2. Бойков, И. В. Определение временных характеристик линейных систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Метрология. – 2012. – № 8. – С. 3–14.
3. Бутковский А. Г. Характеристики систем с распределенными параметрами : справ. пособие / А. Г. Бутковский. – Москва : Наука, 1979. – 224 с.
4. Бойков, И. В. Восстановление параметров линейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Измерительная техника. – 2013. – № 4. – С. 6–10.
5. Бойков, И. В. Определение динамических характеристик измерительных преобразователей с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Измерительная техника. – 2000. – № 9. – С. 20–22.
6. Бойков, И. В. Параметрическая идентификация систем, математические модели которых описываются дифференциальными уравнениями с производными дробных порядков / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Метрология. – 2013. – № 9. – С. 3–16.
7. Бойков, И. В. Параметрическая идентификация эредитарных систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 2 (26). – С. 120–129.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Современный электропривод конструктивно объединяет силовой электромеханический преобразователь, систему управления и защиты, а также программное и информационное обеспечение. Программное обеспечение и система мониторинга электромеханических параметров позволяет современным системам электроприводов не только отрабатывать изначально заданные режимы, но и адаптировать управление под текущий режим работы. Возможность адаптации электроприводов, в свою очередь, несет в себе высокий потенциал повышения экономичности того или иного технологического процесса, что, в конечном счете, снижает себестоимость выпускаемой продукции и, следовательно, повышает ее конкурентоспособность [1–3].

Одним из направлений повышения экономичности различных технологических процессов является снижение как капитальных затрат на необходимое технологическое оборудование, так и снижение затрат на используемые энергоносители, в большинстве случаев это электроэнергия [4, 5]. Известно, что большая часть энергозатрат приходится на используемый в оборудовании электропривод, который, в свою очередь, зачастую определяет стоимостные, силовые, энергетические и надежность параметры всего оборудования в целом. Экономичность электропривода может быть оценена по параметрам его силовой части и системы управления. Встроенные системы управления, позволяющие в режиме текущего времени проводить мониторинг и анализ электроэнергетических характеристик электропривода, не только снижают энергоемкость технологического процесса, но и позволяют повысить эффективность защиты сопряженного с приводом оборудования.

При использовании систем микропроцессорного управления, позволяющих оценивать результаты циклического изменения электромагнитных параметров привода. Оценка работоспособности двигателя – наличие признаков зарождения аварийного режима, в этом случае, выполняется по результату сравнительного анализа измеренных параметров двигателя с расчетными. Как правило, за основу расчетной модели асинхронного двигателя при этом, принимается модель, в которой токи фаз представлены некоторым обобщенным вектором – вектором Парка. Гармонический и амплитудный анализ обобщенного вектора позволяет сделать вывод о наличии неисправности двигателя [1–3].

В данной работе предлагается разработка математической модели для расчета электрических и электромеханических характеристик электропривода реализованного по схеме асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя. Схема асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением представлена на рис. 1.

Основной особенностью асинхронного каскада с последовательным возбуждением двигателя является пропорциональное формирование в асинхронном двигателе токов статора и ротора, что позволяет сочетать в себе простоту и надежность системы управления электропривода постоянного тока и высокие энергетические и перегрузочные способности силовой части частотно-регулируемого электропривода.

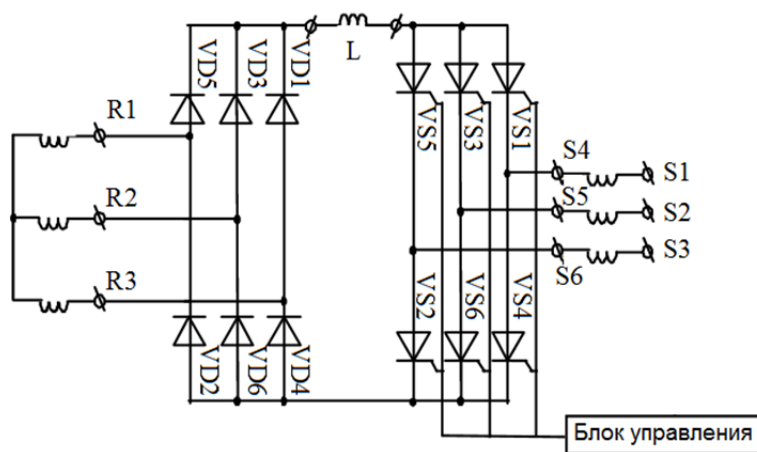


Рис. 1. Асинхронный вентильный каскад с последовательным возбуждением

Принцип работы схемы представлен на рис. 1. Последовательное возбуждение в системе асинхронного вентильного каскада реализовано электрической связью цепи статора и ротора посредством смесителя частот. Данный смеситель представляет собой управляемый трехфазный мостовой выпрямитель в цепи статора и неуправляемый – в цепи ротора. Напряжение на статоре в такой схеме формируется, с одной стороны, сетью (S1, S2, S3), с другой – тиристорным инвертором.

Работоспособность рассматриваемой системы электропривода реализованного по схеме асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя была проверена на экспериментальной установке обеспечения технического водоснабжения.

Полученные в ходе экспериментальных исследований механические характеристики не имеют точек критического момента и иллюстрируют высокую перегрузочную способность подобной системы.

Согласование частот токовых сигналов статора и ротора в системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя выполнено в виде звена постоянного тока: управляемого инвертора, трехфазного выпрямителя и сглаживающего дросселя. Таким образом, напряжение на статоре формируется, с одной стороны, напряжением питающей сети, а с другой – напряжением, подводимым со стороны тиристорного преобразователя. Регулирование скорости электропривода в системе АВК обеспечивается путем изменения угла открывания тириستоров и, соответственно, значения противо-ЭДС в цепи выпрямленного тока.

Расчетная схема параметров рассматриваемой системы асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя основывается на схеме замещения, приведенной к цепи постоянного тока (рис. 2).

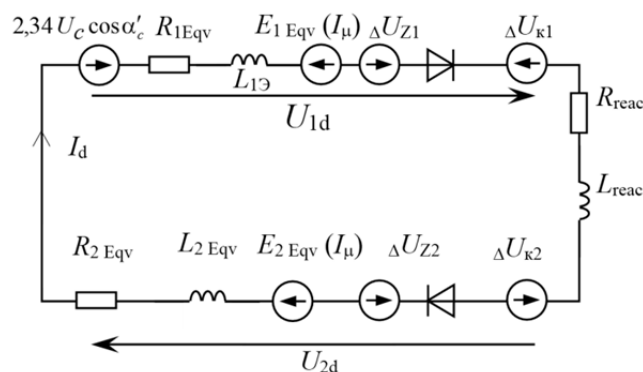


Рис. 2. Схема замещения электропривода по системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя

Элементы схемы замещения определяется следующими выражениями:

$U_{c1} = 2,34 U_c \cos \alpha'_c$ – напряжение питающей сети, приведенная к цепи выпрямленного тока; U_c – напряжение питающей сети; α'_c – угол открывания ключевых элементов относительно напряжения питающей сети; R_{Eqv} – эквивалентное активное сопротивление обмотки статора, приведенное к цепи выпрямленного тока;

$L_{1\sigma} = \frac{2X_1}{\omega_c}$ эквивалентная индуктивность обмотки статора, приведенная к цепи выпрямленного тока;

$R_{2\sigma} = 2R_2 \frac{1-\gamma_2 m_2}{2\pi}$ – эквивалентное активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к цепи выпрямленного тока;

$L_{2\sigma} = \frac{2X_2}{\omega_c}$ – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, приведенная к цепи выпрямленного тока;

$E_{1\sigma}(I_\mu) = 2,34 E_1(I_\mu) \cos \psi_1$ – ЭДС статора двигателя, приведенная к цепи выпрямленного тока;

$E_{2\sigma}(I_\mu) = 2,34 E_2(I_\mu) s$ – ЭДС ротора двигателя, приведенная к цепи выпрямленного тока;

$\Delta U_{k1} = \frac{m_1 X_{k1} I_d}{2\pi}$ – потеря напряжения в цепи постоянного тока, связанная с перекрытием анодных токов при коммутации инвертора;

$X_{k1} = 2X_1$ – индуктивное сопротивление коммутации инвертора;

$\Delta U_{k2} = \frac{m_2 X_{k2} I_d}{2\pi}$ – потеря напряжения в цепи постоянного тока, связанная с перекрытием анодных токов при коммутации выпрямителя;

$X_{k2} = 2X_2$ – индуктивное сопротивление коммутации выпрямителя;

$\Delta U_{VS1}, \Delta U_{VD2}$ – падение напряжения на вентилях статора и ротора;

$R_{\text{геас}}, L_{\text{геас}}$ – параметры сглаживающего дросселя.

Среднее значение напряжения на стороне постоянного тока статорного моста определяется по формуле

$$U_{1d} = 2,34 U_{\text{II}} \cos \alpha' - \Delta U_{B1} - I_d \left(2R_1 + \frac{6X_1}{2\pi} \right),$$

где U_{Z1} – действующее значение на стороне переменного тока статорного преобразователя.

Таким образом, в предложенной математической модели определяются основные токи и напряжения, имеющие место в электроприводе по системе вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя.

Авторами разработан и программно реализован алгоритм расчета статических характеристик электропривода по системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя.

На рис. 3 представлен внешний вид программы расчета статических характеристик исследуемого электропривода по системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя. Представлены расчетные характеристики тока и напряжения фазы А цепи ротора для режима работы статорного преобразователя при угле управления силовыми ключами $\alpha = 600$.

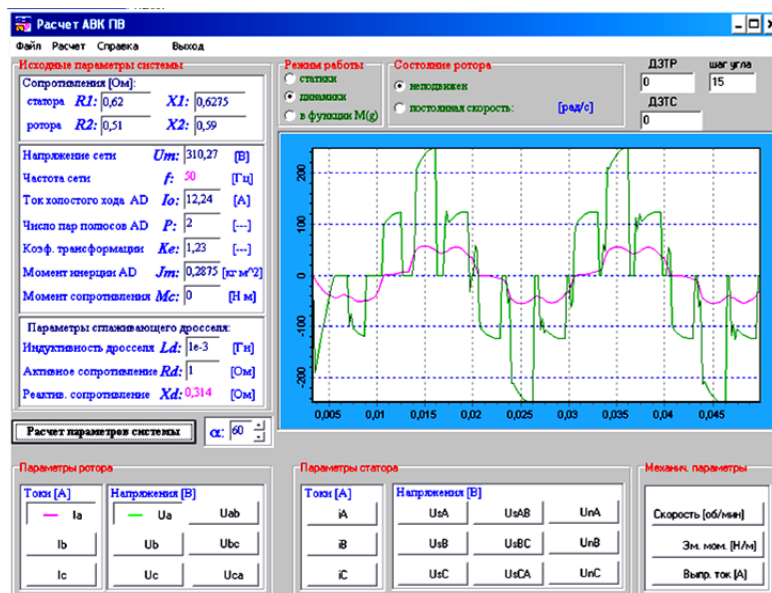


Рис. 3. Программа расчета статических характеристик электропривода

Для полученных временных характеристик токов и напряжений статорной и роторной цепей исследуемого электропривода по системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя был выполнен гармонический анализ на базе рядов Фурье.

В результате проведенной работы была разработана математическая модель электропривода, представлены основные соотношения, составившие основу данной математической модели. Соответствие расчетных и экспериментальных характеристик, полученных на разработанном испытательном стенде, подтвердило правомерность использованных в математической модели принципов, составивших основу понимания работы рассматриваемой системы электропривода. В рамках разработанного программного обеспечения был выполнен гармонический анализ электрических характеристик асинхронного электропривода по системе асинхронного вентильного каскада с последовательным возбуждением двигателя.

Библиографический список

1. Isaev, A. V. Automated water supply system based on a series excited electric motor / A. V. Isaev, A. I. Nefed'ev // 2nd Intern. Conf. on Industr. Eng., Applications and Manufacturing – ICIEAM [Chelyabinsk, Russia, 19–20 May 2016]. – Chelyabinsk, 2016. – URL: aconf.org
2. Isaev, A. V. Mechatronics conversion system: A conceptual energy model / A. V. Isaev, A. I. Nefed'ev // 2nd Intern. Conf. on Industr. Eng., Applications and Manufacturing – ICIEAM [Chelyabinsk, Russia, 19–20 May 2016]. – Chelyabinsk, 2016. – URL: aconf.org
3. Isaev, A. V. Automated System for Diagnostics of Emergency Operation Modes of Electric Motor / A. V. Isaev, A. I. Nefed'ev, L. A. Isaeva // 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – Sochi, 2019. – P. 1–4. – DOI 10.1109/ICIEAM.2019.8742966.
4. Николаев, К. О. Методы повышения эффективности солнечных ячеек / К. О. Николаев, А. А. Шамин, Е. А. Печерская // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : сб. материалов Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 100-летию со дня рождения В. М. Шляндина. – Пенза, 2018. – С. 126–129.
5. Печерская, Е. А. К вопросу об эффективности измерений в технологических процессах / Е. А. Печерская, Р. М. Печерская, Д. В. Рябов, О. Кузнецова // Труды международного симпозиума Надежность и качество. – Пенза, 2013. – Т. 2. – С. 98–99.

**М. А. Сарыбай¹, С. У. Исмаилов², А. С. Саробаев³,
Ж. Р. Уалиев¹, Ф. А. Сатыбалдиева⁴**

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

²Южно-Казахстанский государственный университет им. М. Ауэзова,
г. Шымкент, Казахстан

³Казахская академия транспорта и коммуникаций им. М. Тынышпаева,
г. Алматы, Казахстан

⁴Казахская национальная академия искусств им. Т. Жургенова,
г. Алматы, Казахстан

ПРИМЕНЕНИЕ ДАТЧИКОВ МАГНИТОМЕТРА ДЛЯ БОРТОВОГО КОМПАСА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Бортовой компас представляет собой датчик трёх осевого магнитометра, и его принципиальная схема приведена на рис. 1. Как видно из рисунка 1 бортовой компас собран на микросхеме LSM303DLHC, представляющий собой 6D сенсорный модуль, который содержит 3D магнитометр, 3D акселерометр и встроенный внутри микросхемы датчик температуры. В работе рассмотрен только 3D магнитометр. 3D акселерометр и датчик температуры будут использованы для других бортовых приборов измерительного комплекса. Данный датчик подключён к микроконтроллеру (МК) автопилота. Модуль программного кода, который прошит в МК автопилота обрабатывает данные магнитометра. В процессе полета МК автопилота в определенной последовательности опрашивает данные с бортовых датчиков. И в такой же последовательности процедуры программного кода МК автопилота обрабатывают данные от датчиков и вырабатывает команды для драйверов силовой установки и сервоприводов элеронов, рулей высоты и направления. Аналогично Информация от датчиков поступает в МК приёмопередатчика, установленного на борту БПЛА [1, 2, 5].

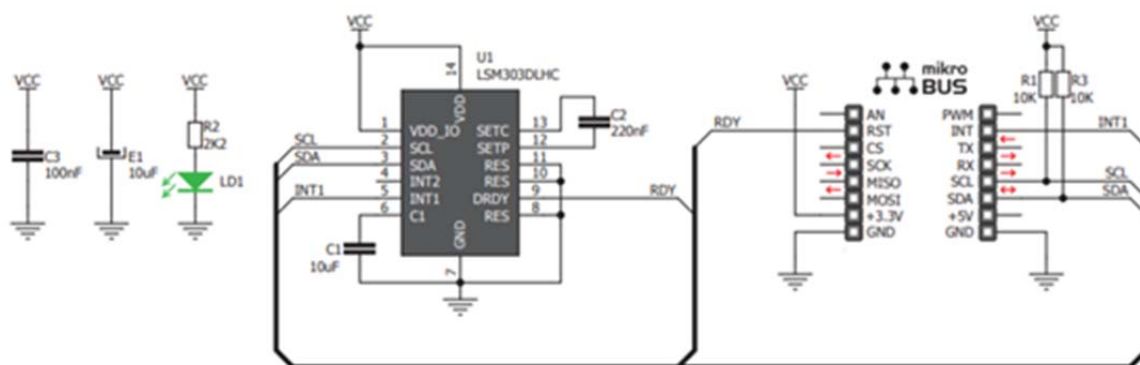


Рис. 1. Принципиальная схема цифрового компаса на микросхеме LSM303DLHC

С помощью цифрового компаса, в автоматическом или дистанционном режиме, определяется курс полёта. Как известно курс полёта ЛА постоянно изменяется, что требует ее постоянной корректировки в автоматическом или дистанционном режиме (или в комбинированном режиме). Рассмотрим какие факторы влияют на курс полёта ЛА. Это важно, поскольку в процессе разработки цифрового компаса, необходимо учитывать все факторы, отрицательно влияющие на работу компаса и самого ЛА.

Прежде чем подключить датчик магнитометра к МК автопилота, необходимо его откалибровать. Т.е. преобразовать данные в нормализованные значения, установить диапазон измерения, определить погрешность измерения, устранить или уменьшить вышеописанные отрицательные факторы (шумы) влияющие на измерения. Для этого с каждым бортовым датчиком в отдельности с помощью специальных технических средств проводят калибровку и испытания [3, 4].

С помощью отладочной платы, рис. 2, и специального приспособления, с помощью которого датчик магнитометра можно вращать по оси X, по оси Y и по оси Z, проводят калибровку датчика.

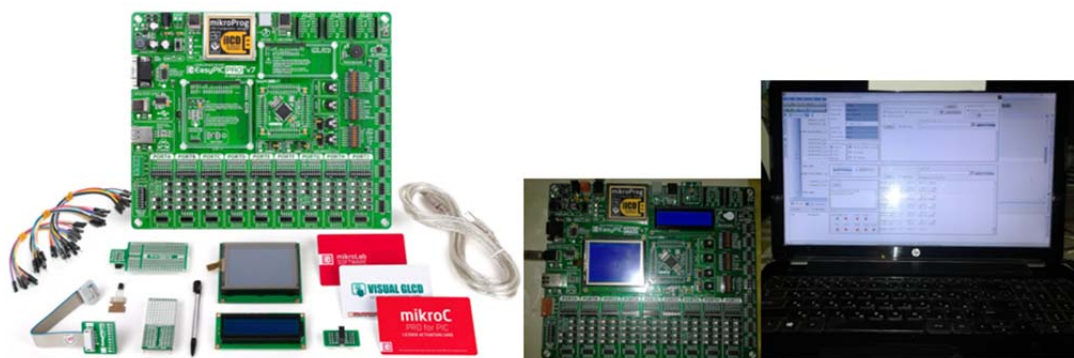


Рис. 2. Профессиональная отладочная плата EasyPIC PRO v7

Под калибровкой датчика понимается преобразование исходных данных в нормализованные значения для расчета курса и крена ЛА.

Подключают датчик магнитометра к МК отладочной платы, а саму отладочную плату подключают через USB кабель к ПК.

Разработан программный код для считывания данных с датчика магнитометра в программной среде mikroBasic PRO for PIC и его отладка с целью устранения синтаксических и алгоритмических ошибок. После компиляции выполняется прошивка МК отладочной платы (программирование МК). Как только скомпилированный (в машинных кодах) программный код загрузится в МК отладочной платы, автоматически начнётся работать МК. Считываемые данные с датчика магнитометра можно просмотреть в окне USB UART порта. Считывание данных от датчика магнитометра МК осуществляется непрерывно по шесть байт за один цикл и данные выражены по каждой оси X-Y-Z в числовых значениях напряженности магнитного поля. Шкала магнитометра устанавливается программным кодом по настройке регистров CRA_REG_M (00h) и MR_REG_M (02h) и имеет значение полной шкалы $\pm 1,3$ Гаусса и ODR на частоте 30 Гц. Необходимо эти данные преобразовать в градусы и установить диапазон измерения от 0 до 360 градусов. Для этого ранее разработанный программный код дополняют функцией преобразования и установки диапазона измерения.

Для вывода на экран монитора преобразованных данных от датчика магнитометра составлена программа в программной среде MatLab. Для проведения калибровки датчика программным методом была использована программа с открытым кодом Magneto, с помощью которой были рассчитаны параметры, необходимые для калибровки датчика.

Выводы

Была разработана специальная программа, которая считывает данные с магнитометра, преобразует и калибрует эти данные и устраняет (компенсирует) основные погрешности измерения. Значения измеряемых данных на выходе программы выдается в угловых градусах.

Лабораторные и полевые тестирования компаса и других бортовых приборов будет произведено, когда будет изготовлена экспериментальная модель БПЛА. При этом, следует оптимизировать взаимное расположение бортовых датчиков, электрических и электронных устройств в корпусе ЛА относительно друг друга (крылья, заднее оперение, фюзеляж), так как от этого зависит уровень перекрестных помех.

Библиографический список

1. Исмаилов, С. У. Атмосферный спутник в виде беспилотного летательного аппарата военного и общего назначения / С. У. Исмаилов, А. С. Сарibaев, А. А. Мусабеков // Отчет о научно-исследовательской работе Комитета Науки МОН РК. – Шымкент, 2019.
2. Применение беспроводного устройства связи и автономного источника питания в системе контроля экспериментальной гелиоустановки / А. С. Сарibaев, Ж. Ж. Ахадов, Ф. А. Сатыбалдиева, С. У. Исмаилов, М. А. Сарыбай // Гелиотехника. – 2017. – № 4. – С. 32.
3. The study of systems of automation and information support of the optical system of solar power tower / A. S. Saribayev, A. Musabekov, Zh. Akhadov, S. Ismailov, M. Sarybay, Sh. Akhyrbekov // Journal Industrial Technology and Engineering. – 2018. – № 4 (5). – P. 46–55.
4. Электронная схема системы слежения за движением солнца на базе рс микроконтроллера для управления опорно-поворотным механизмом гелиостата / А. С. Сарibaев, С. У. Исмаилов, Ф. А. Сатыбалдиева, А. А. Мусабеков, А. С. Исмаилова // Доклады Национальной академии наук Республики Казахстан (Алматы). – 2016. – № 3. – С. 66–71.
5. Saribayev, A. S. The development of intelligent systems for solar panels station and methods for determining the precision of the software tracking systems, the use of wireless communication device / A. S. Saribayev, R. N. Beysembekova, F. A. Satybaldiyeva, G. J. Esenbekova // Journal of Theoretical and Applied Information Technology. – 2017. – Vol. 95. Iss. 21. – P. 5848–5858.

Қ. Е. Зікірбай, М. К. Бақтыбаев

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

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ LORAWAN В СИСТЕМАХ УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Внедрение информационных технологий в сферу ЖКХ

Внедрение информационных технологий в сферу ЖКХ – вопрос уже давно назревший. Выгоды очевидны: это и повышение качества управления городским хозяйством, и улучшение работы предприятий отрасли, и снижение затрат. Имеет смысл говорить скорее не о востребованности информационных технологий в общем, а о цифровизации отрасли ЖКХ в рамках стратегического планирования ее развития. Именно цифровизация, то есть применение инновационных, ранее отсутствовавших технологий для повышения эффективности работы, качества принимаемых решений, в том числе для повышения эффективности ранее выполненной автоматизации, является трендом, определяющим устойчивое опережающее развитие отрасли ЖКХ [1–2].

Можно выделить несколько ключевых задач цифровизации отрасли ЖКХ. Это, во-первых, повышение эффективности процессов управления – снижение потерь, снижение косвенных и накладных расходов в тарифах и прочее. Во-вторых, снижение объема дебиторской задолженности в отрасли и возникающей в результате нее дополнительной финансовой нагрузки на бизнес. В-третьих, обеспечение прозрачности отрасли для общественного контроля и регулирования. В-четвертых, повышение качества оказываемых жилищно-коммунальных услуг за счет создания элементов рыночной конкуренции в отрасли и, как следствие, снижение тарифов.

1. Сравнительные характеристики технологии для учета энергоресурсов

LoRaWAN – это открытая системная архитектура LPWAN, разработанная и стандартизированная LoRa Alliance™, некоммерческой ассоциацией более чем 500 компаний-членов. LoRa – это метод модуляции, используемый на физическом уровне, который обеспечивает связь с малой мощностью на большие расстояния с использованием модуляции Chirp Spread Spectrum (CSS), которая распространяет узкополосные сигналы по более широкому каналу, позволяя повышенной устойчивости к помехам и низкий уровень отношения сигнал/шум. NB-IoT, с другой стороны, работает в лицензированном спектре и т.п. LTE, использует множественный доступ с частотным разделением каналов (FDMA) в восходящей линии связи, ортогональную FDMA (OFDMA) в нисходящей линии связи и квадратурную фазу Shift Keying (QPSK) модуляция. Хотя обе технологии могут конкурировать по качеству обслуживания (QoS), приложения IoT, требующие большего NB-IoT будет лучше обслуживать частую связь, которая не имеет ограничений по рабочему циклу, работающему на лицензированном спектре, но при за счет более высокой совокупной стоимости владения (TCO) по сравнению с LoRaWAN [3].

Таблица 1

Сравнительные характеристики технологий

Параметры технологии	LoRaWAN	NB-IoT
Пропускная способность	125 кГц	180 кГц
Покрытие	165 dB	164 dB
Срок службы батареи	15+ лет	10+ лет
Максимальный ток	32 мА	120 мА
производительность	50 Кбит/с	60 Кбит/с
Задержка	Зависит от класса устройства	< 10 с
Безопасность	AES 128 бит	3GPP (128 до 256 бит)
Экономическая эффективность (устройство и сеть)	высокий	средний



Рис. 1. Сравнительная диаграмма

Конечные устройства LoRaWAN и NB-IoT потребляют меньше энергии, переходя в спящий режим, когда не в эксплуатации. Как синхронный протокол, NB-IoT потребляет значительно больше энергии, чем LoRaWAN, это асинхронный протокол, и при измерении с той же пропускной способностью данных NB-IoT потребляет более высокий пиковый ток, необходимый для модуляции OFDM / FDMA. Несмотря на это, характеристики Эти две технологии имеют решающее значение для многих областей применения, которые требуют глубокого покрытия внутри помещений. и годы автономной работы.

Корпоративным клиентам, желающим развернуть гибридную сеть с использованием как частной, так и общедоступной сетевой инфраструктуры, лучше всего обслуживать LoRaWAN по нескольким причинам [4]. С частными сетями LoRaWAN предприятия не ограничены из-за деловых и финансовых ограничений при передаче данных. Где доступно, Доступ к сети кампуса может быть дополнен общедоступной сетью LoRaWAN. Подключение NB-IoT в настоящее время предлагается в областях, которые уже имеют покрытие сотовой связи, но по сравнению с LoRaWAN затраты на развертывание выше, потому что развертывание частной сети потребует приобретения или аренды спектра РЧ от сетевых операторов. Другим фактором, влияющим на относительную стоимость и производительность между LoRaWAN и NB-IoT, является то, что LoRaWAN продемонстрировал лучшие возможности проникновения в помещения. Максимальная муфта Потеря (MCL) для восходящей и нисходящей линий LoRaWAN составляет 165 дБ; значение NB-IoT MCL может быть от 145 дБ до 169 дБ для восходящей линии связи и 151 дБ для нисходящей линии связи в зависимости от класса устройства. Более низкий бюджет связи NB-IoT также сокращает срок службы батареи.

2. Архитектура сети LoRaWAN

Оконечные устройства

Приборы учета, датчики и сенсоры с интегрированными LoRaWAN-радиомодулями. Готовы к работе в сети в самых разных отраслях

Базовые станции

Предназначена для разворачивания сети LoRaWAN на частотах диапазона 865–867 МГц. С помощью данного оборудования создается единая экосистема устройств

Сетевой сервер

Каждый LoRaWAN пакет данных, отправляемых устройством, имеет в своем составе уникальный идентификатор приложения AppEUI, принадлежащий приложению на сервере.

Web-платформа

Online платформа для сбора данных со всех видов приборов учета, с подробной информацией о потреблении, тарифах, с возможностью администрирования и удаленного управления приборами



Рис. 2. Структура работы системы учета энергоресурсов

3. Больше устройств LoRa, чем NB-IoT

По состоянию на апрель 2019 года во всем мире насчитывается более 113 сетей LoRaWAN в 55 странах на различных этапах коммерческого развертывания, по данным LoRa Alliance, по сравнению с 90 сетями NB-IoT. По данным LoRa Alliance, существует 118 устройств LoRaWAN, которые сертифицированы LoRa Alliance. Эта по сравнению с 43 коммерческими устройствами NB-IoT и CAT-M, согласно данным Глобальной ассоциации мобильных поставщиков. По данным корпорации Semtech, по состоянию на апрель 2019 года совокупное количество LoRa конечные узлы достигли 97 миллионов. Рост решения LoRaWAN ускоряется, потому что экосистема устройства быстро расширяется, чтобы охватить более широкий набор вертикальных рынков.

LoRaWAN был преимущественно сильным с утилитами, соединяющими smart счетчики газа и воды. Китай был ранним последователем LoRa технология подключения для проектов интеллектуального учета, на которые приходится около 65 % чипов, поставленных в 2018 году. Birdz, дочерняя компания Novo Veolia и Veolia Water, объявленная 19 декабря 2018 г., выбрала Orange Business Services (OBS) для подключения 3 млн умных вод LoRaWAN. метров. Контракт Veolia – крупнейшая реализация интеллектуальных счетчиков воды используя публичную сеть LPWA. Энергетические услуги, которые находятся в более продвинутом этапы их развертывания интеллектуальных счетчиков в настоящее время превращаются в модернизацию их средневольтная (MV) и высоковольтная (HV) электрическая инфраструктура. Альянс LoRa и ассоциация DLMS совместно объявили в апреле 2019 г. их сотрудничество по созданию нового профиля DLMS, адаптированного для сетей LoRaWAN, позволяющего коммунальным службам использовать многие приложения IoT и позволяющего использовать DLMS/COSEM для подключения интеллектуального электричества счетчиков с LoRaWAN.

Библиографический список

1. ABI Research for visionaries. – URL: www.abiresearch.com
2. LoRaWAN Specification, V1.1, the LoRa Alliance, 2017. – May. – P. 3.
3. What is the LoRaWAN™ Specification? – URL: <https://loro-alliance.org/about-lorawan/> (дата обращения: 21.01.2019).
4. Microclimate control in greenhouses / Y. Mukazhanov, K. Zabiyeve, A. Orazbayeva, N. Shaymetov, Ch. Alimbaev // 17th International Scientific GeoConference SGEM 2017. – Bulgaria. – URL: <https://www.sgem.org/index.php/elibrary?view=publication&task=show&id=4602>

Б. В. Цыпин¹, Д. А. Ярославцева²

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОГНИТИВНОЙ ГРАФИКИ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ОГНЕВЫХ СТЕНДОВЫХ ИСПЫТАНИЙ РАКЕТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ТВЕРДОМ ТОПЛИВЕ

Интенсивное развитие ракетно-космической техники, базирующейся на применении ракетных двигателей на твердом топливе (РДТТ), потребовало совершенствования и

модернизации существующих информационно-измерительных систем для огневых стендовых испытаний (ОСИ) в части повышения точности измерений, обработки и визуализации результатов испытаний.

Особенностью ОСИ РДТТ является кратковременность, что практически исключает возможность проведения оператором какого-либо анализа и корректировки режима работы в ходе испытаний. В связи с этим процессы управления испытанием, измерения параметров и визуализации результатов испытаний должны быть максимально автоматизированы [1].

В настоящее время с появлением новых РДТТ к проведению ОСИ предъявляются все более жесткие требования, в том числе это относится к получению дополнительной информации в процессе испытания. Например, для реализации более эффективной и оптимальной стратегии отработки изделий кроме измерения основных внутрибаллистических характеристик РДТТ (таких как давление, тяга, температура, время) требуется измерение дополнительных параметров, в том числе измерение пульсаций давления, что позволяет подробнее изучить процессы горения топлива в натурном двигателе. Измерение вибрации и ударных ускорений позволяет определить уровни механического нагружения как топлива, так и других элементов конструкции двигателя. Измерение температуры поверхности корпуса в узких (например, 20...80 °С) и широких (минус 60...2800 °С) диапазонах температур в течение длительного времени позволяет определить эффективность применения теплозащитного покрытия [2].

Одним из основных параметров, требующих особого внимания и совершенствования методов визуализации результатов испытаний, особенно ОСИ РДТТ, является применение современных технологий когнитивной графики.

В нашем случае когнитивной графикой можно назвать совокупность приемов и методов образного представления, оперативного отображения и регистрации контролируемых параметров процесса, состояния контролируемого оборудования и технических систем [3, 4].

Когнитивные образы широко используются для диагностики состояния объектов ракетно-космической техники (РКТ), наземной космической инфраструктуры (НКИ) и других областей человеческой деятельности [5, 6].

Как пример, в системе мониторинга и контроля объектов НКИ особое внимание было уделено применению когнитивной компьютерной графики, которая позволяет проводить интегрированный ситуационный анализ и реализуется с помощью технологий инструментальных средств визуализация и прогнозирование неисправностей, отклонений от нормального хода технологического процесса подготовки и пуска ракеты космического назначения (РКН). На рис. 1 представлена визуализация в виде когнитивной компьютерной графики доставки РКН из монтажно-испытательного комплекса на стартовый стол. Показано, как в режиме реального времени проводится контроль ударных и вибрационных ускорений, а также скорости движения транспортно-установочного агрегата (ТУА) [4].

При возникновении в помещениях рабочей зоны нештатной ситуации, связанной с недопустимой концентрацией кислорода, на экран оператора выводится номер помещения и значение концентрации кислорода в данном помещении. Автоматизированный блок обработки информации выдает команду на включение светозвуковой сигнализации.

Данные по процентному содержанию кислорода и температуре трубопроводов с пероксидом водорода (рис. 2) позволяют оператору адекватно принимать решения о приостановке работ или эвакуации обслуживающего персонала из опасной зоны [5].

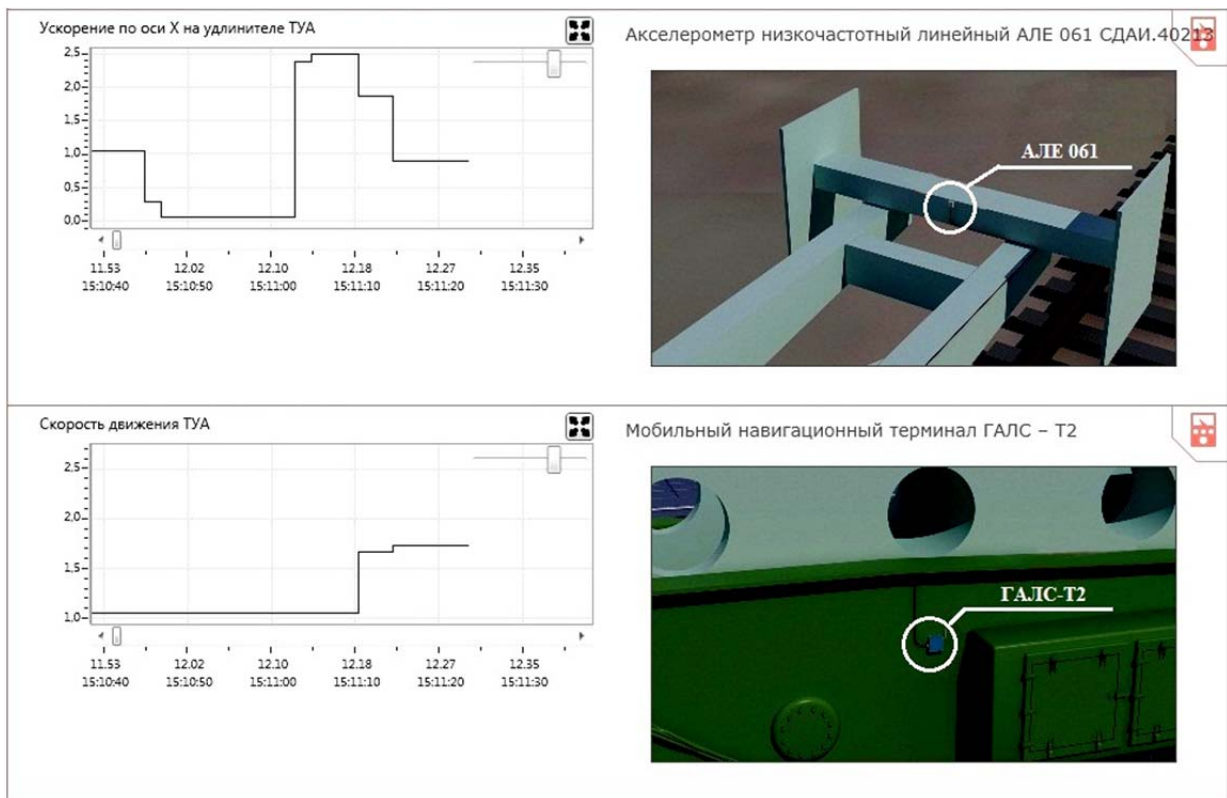


Рис. 1. Визуализация основных параметров в режиме реального времени при доставке РКН



Рис. 2. Экранная форма программного обеспечения контроля процентного содержания кислорода и температуры трубопроводов с пероксидом водорода

На рис. 3 показан пример окна визуализации в виде когнитивной графики результатов ОСИ РДТТ.

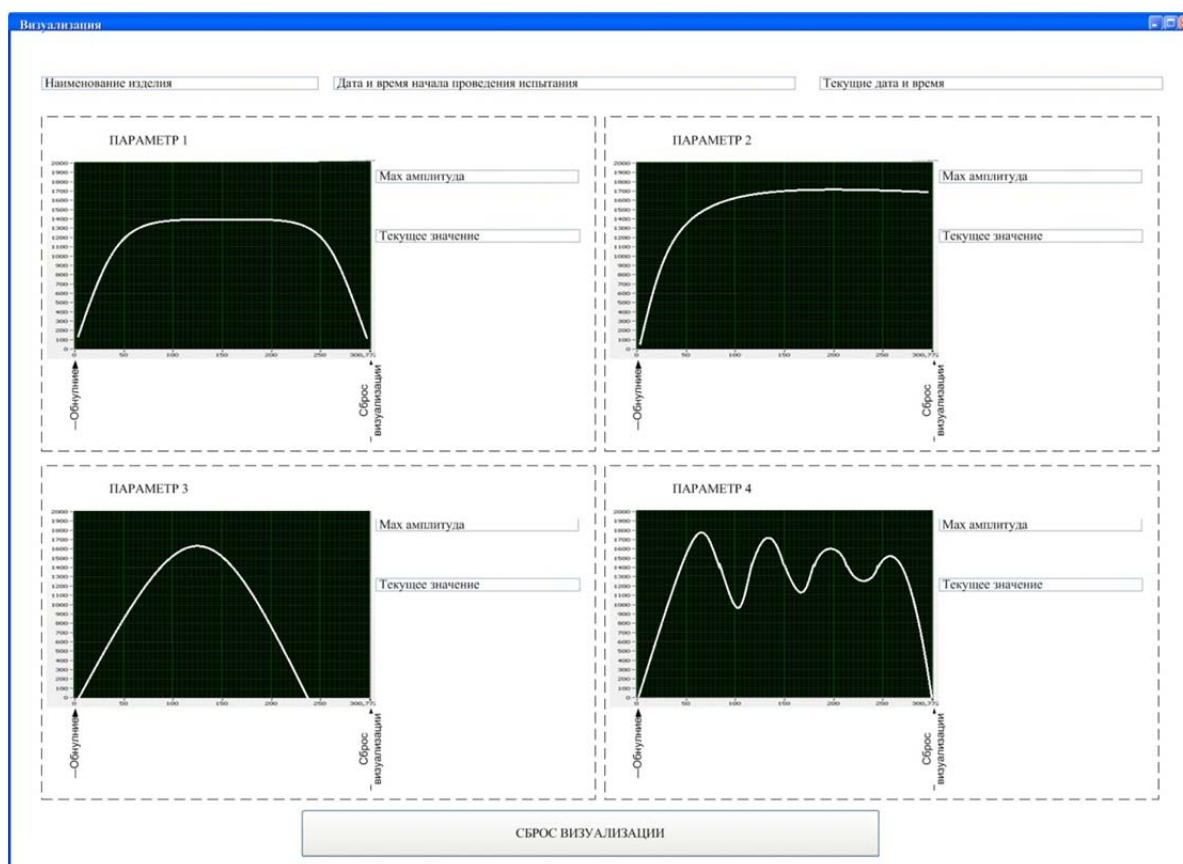


Рис. 3. Вид окна визуализации результатов ОСИ РДТТ

Применение когнитивной графики для визуализации результатов ОСИ РДТТ предоставляет возможность:

- визуализировать измерения как статических, так и динамических процессов;
- интегрированно и в удобном виде представить результаты измерения основных и дополнительных параметров испытаний;
- существенно уменьшить или полностью устранить ошибки оператора при подготовке и во время испытаний;
- повысить скорость обработки и качество анализа измерительной информации.

Библиографический список

1. Неретин, Е. С. Информационно-измерительная и управляющая система огневых испытаний жидкостных ракетных двигателей малой тяги / Е. С. Неретин, О. Ю. Чубаров // Труды МАИ: электрон. журн. – 2010. – Вып. 41. – С. 1–15.
2. Богданов, Д. В. Модернизация измерительно-вычислительного комплекса для обработки твердотопливных ракетных двигателей / Д. В. Богданов, В. С. Куренков, П. К. Соломатин, А. В. Чушкин // Автоматизация в промышленности. – 2018. – № 10. – С. 9–13.
3. Zenkin, A. A. Когнитивная компьютерная графика / А. А. Zenkin. – Москва : Наука, 1991. – 187 с.
4. Применение когнитивных технологий при создании интеллектуальных систем мониторинга и контроля объектов наземной космической инфраструктуры /А. В. Николаев, Б. В. Цыпин, М. В. Тюрин, Д. А. Ярославцева, М. О. Белов // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф.

«Шляндинские чтения-2018», посвящ. 100-летию со дня рожд. В. М. Шляндина (г. Пенза, 19–21 ноября 2018 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 96–99.

5. Ярославцева, Д. А. Пример внедрения интеллектуальных информационно-измерительных систем на объектах стартовых комплексов космодрома / Д. А. Ярославцева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2018. – № 1 (23). – С. 24–31.

6. Емельянова, Ю. Г. Средства когнитивной графики для отображения и анализа текущего состояния наземных станций командно-измерительных систем / Ю. Г. Емельянова // Программные системы: теория и приложения : тр. науч.-практ. конф. – Переславль-Залесский, 2008. – С. 111–121.

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

А. В. Рудин, В. Д. Кревчик, М. Б. Семенов, Д. А. Апакин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ДИАГНОСТИКА МОТОРНЫХ МАСЕЛ МЕТОДОМ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА

По данным Росстата за 2016 год вследствие несвоевременной и неэффективной диагностики двигателей внутреннего сгорания произошло более 15 % поломок в воздушном транспорте, 4 % в морском и 3 % в наземном транспорте. Таким образом диагностика технического состояния двигателя внутреннего сгорания в режиме его эксплуатации является актуальной задачей современной метрологии.

Диагностику технического состояния двигателя внутреннего сгорания в режиме его эксплуатации можно осуществлять по степени загрязненности моторного масла мелкодисперсными частицами и продуктами сгорания топлива методом отбора масла из картера двигателя, с последующим прецизионным измерением и сравнением параметров ультразвуковых волн с эталонными параметрами данного масла. Анализ и сравнение акустических параметров эксплуатируемого масла с параметрами эталонного масла позволит проводить непрерывный контроль качества работы и степени износа основных узлов двигателя в режиме его эксплуатации.

Применение акустического метода для диагностики двигателей обусловлено непосредственной связью вязкоупругих параметров моторных масел с параметрами ультразвуковых волн – скорости распространения и коэффициента поглощения продольных ультразвуковых волн высокой частоты, при заданных P , V , T – параметров состояния.

Для измерения ультразвуковых параметров жидких сред с высокой точностью наиболее эффективным является высокочастотный метод импульсного ультразвукового интерферометра переменной акустической базы, который сводится к измерению непосредственно длины ультразвуковой волны λ при заданной частоте f . Метод импульсного интерферометра переменной акустической базы основан на резонансных свойствах слоя исследуемой жидкости, заключенного между компланарно расположенными излучателем и приемником ультразвуковых волн [1]. В результате образования стоячих волн ультразвуковое давление в исследуемой среде периодически повторяется вдоль акустической базы через половину длины волны $\lambda/2$. На рис. 1 показана зависимость амплитуды стоячей ультразвуковой волн от длины акустической базы. Измерение длины волны λ сводится к измерению расстояния ℓ между 1-ым и n -ым максимумом (или минимумом) стоячей ультразвуковой волны. Скорость распространения ультразвуковых волн в исследуемой жидкости определяется по известной формуле [1]:

$$v = \frac{2\ell}{n} \cdot f. \quad (1)$$

Коэффициент поглощения ультразвуковых волн определяется прямым импульсным методом, основанный на измерении амплитуд ультразвукового импульса A_0 , A

в двух различных точках исследуемой жидкости на пути ℓ распространения ультразвуковой волны и рассчитывается по известной формуле [1]

$$\alpha = \frac{1}{\ell} \cdot \ln \frac{A_o}{A}. \quad (3)$$

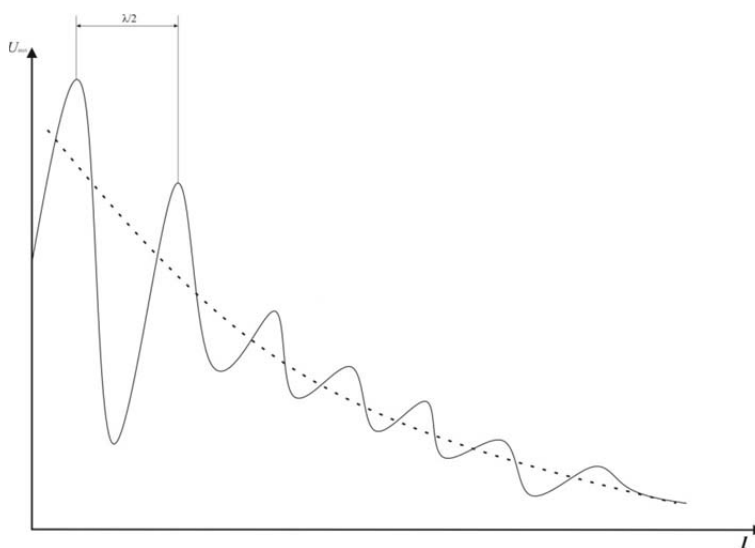


Рис. 1. Зависимость амплитуды стоячих ультразвуковых волн от длины акустической базы

На рис. 2 изображена функциональная блок-схема акустического прибора для сравнительного анализа степени загрязненности моторного масла, методом ультразвукового импульсного интерферометра переменной акустической базы [2].

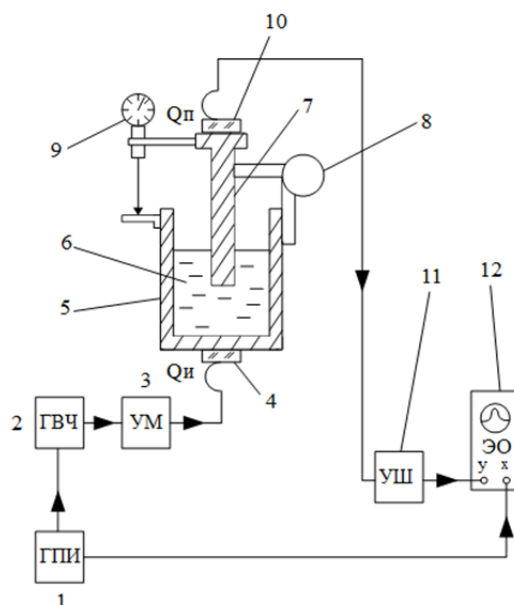


Рис. 2. Функциональная блок-схема акустического прибора

Основными элементами прибора являются: импульсный генератор высокой частоты, акустическая камера и высокочастотный усилитель. Генератор высокой частоты состоит из генератора прямоугольных импульсов 1 (ГПИ), генератора синусоидальных колебаний высокой частоты 2, работающий в ждущем режиме и усилителя мощности 3. Выход усилителя мощности 3 подключен через ВЧ-кабель к пьезоэлектрическому излучателю 4, который закреплен на нижнем основании акустической камеры 5, которая за-

полняется исследуемой жидкостью 6. Акустическая камера 5 (см. рис. 2) снабжена коаксиально расположенным цилиндрическим волноводом 7, закрепленный к механизму вертикального перемещения 8, который снабжен индикатором вертикального перемещения 9. Волновод 7 выполняет функцию ультразвуковой линии задержки (УЛЗ), на верхнем основании которого закреплен пьезоэлектрический приемник 10, который через ВЧ-кабель подключен к входу широкополосного усилителя 11, выход которого подключен к «У» – входу электронного осциллографа 12, «Х» – вход которого через ВЧ-кабель подключен к генератору прямоугольных импульсов 1.

В качестве излучателя и приемника ультразвуковых волн используются пьезоэлектрические дисковые преобразователи – пьезокерамика [3, 4], типа ЦТС-21, с резонансной частотой 7,01 МГц.

Общий вид акустического прибора приведен на рис. 3.



Рис. 3. Общий вид акустического прибора

Измерения акустических параметров всех исследованных объектов осуществлялось при комнатной температуре в интервале $t = 26 \div 28^\circ\text{C}$ и нормальном атмосферном давлении $p = 756 \pm 10 \text{ мм.рт.ст.}$ на частоте $f = 7,01 \text{ МГц}$. Относительная погрешность измерения скорости распространения продольных ультразвуковых волн не превышает $\varepsilon_v = 0,02 \%$, а коэффициента поглощения – не более $\varepsilon_\nu = 4,5 \%$.

В качестве исследуемых объектов – использованы моторные масла, которые широко используются в автомобильной промышленности.

В табл. 1 приведены реологические параметры и сводные результаты измерений скорости распространения и коэффициента поглощения продольных ультразвуковых волн пяти исследованных объектов.

Таблица 1

№, n/n	Тип моторного масла	$\rho, \text{ кг/м}^3$	$\eta, \text{ Па}\cdot\text{с}$	$t, ^\circ\text{C}$	$v, \text{ м/с}$	$\alpha, \text{ м}^{-1}$
1	«Лукойл»: Супер 10W-40, SC/CD	878 (при $t = 15^\circ\text{C}$)	5,463 (при $t = -25^\circ\text{C}$)	24	1428,3	49,7
2	Shell Helix Ultra 5W-30 (без пробег)	841,3 (при $t = 15^\circ\text{C}$)	17,7 (при $t = -35^\circ\text{C}$)	29	1426,5	51,4
3	Shell Helix Ultra 5W-30 (пробег 10 тыс.км.)	841,3 (при $t = 15^\circ\text{C}$)	17,7 (при $t = -35^\circ\text{C}$)	25	1420,9	58,2
4	«ЛУКОЙЛ» GL-5, TM-5, 80W-90	–	93,921 (при $t = -26^\circ\text{C}$)	23	1493,7	137,4
5	ESSO Ultra, Semi Sintetik 10W-40	875 (при $t = 15^\circ\text{C}$)	5,463 (при $t = 150^\circ\text{C}$)	24	1451,3	62,5

Из сопоставления акустических параметров ультразвуковых волн следует, что различие скорости распространения продольных ультразвуковых волн во всех исследованных минеральных маслах составляет $\Delta v = 65,4 \text{ м/с}$, что не превышает 5 % от среднего значения скорости. Максимальная скорость ультразвука $v = 1493,7 \text{ м/с}$ наблюдается в трансмиссионном масле «ЛУКОЙЛ» GL-5, TM-5, 80W-90, а минимальная $v = 1426,5 \text{ м/с}$ – в моторном масле Shell Helix Ultra 5W-30. Максимальная величина коэффициента поглощения $\alpha = 137,4 \text{ м}^{-1}$ – в трансмиссионном масле «ЛУКОЙЛ» GL-5, TM-5, 80W-90, а минимальная $\alpha = 49,7 \text{ м}^{-1}$ – в полусинтетическом моторном масле «Лукойл» Супер 10W-40, SC/CD. Различие величины коэффициентов поглощения продольных ультразвуковых волн во всех исследованных минеральных маслах равно $\Delta \alpha = 87,7 \text{ м}^{-1}$, что составляет 117 % от среднего значения, то есть коэффициенты поглощения отличаются почти в три раза.

Изменение акустических параметров эксплуатируемого в легковом автомобиле, марки «Лада – Калина» моторного масла, типа Shell Helix Ultra 5W-30, до и после пробега автомобиля в 10 тыс. км, при общем пробеге автомобиля в 56 тыс. км, составляет, по скорости ультразвуковых волн на 0,4 %, а по поглощению – на 13,2 %.

Такой характер изменения акустических параметров ультразвуковых волн в эксплуатируемом масле можно объяснить, тем, что при пробеге первых 60–80 тыс. км происходит притирка и шлифовка узлов двигателя внутреннего сгорания, которое сопровождается увеличенной степенью засоренности моторного масла мелкодисперсными частицами.

Учитывая, что относительная погрешность измерения скорости ультразвуковых волн составляет 0,02 %, а поглощения – 4,5 %, можно сделать вывод, что полученные результаты являются достоверными. На основании полученных экспериментальных результатов, можно с уверенностью полагать, что акустические параметры с высокой степенью надежности могут быть использованы для диагностики степени загрязненности моторных масел мелкодисперсными частицами и продуктами горения топлива, как от продолжительности работы, так и степени износа основных узлов двигателя.

Библиографический список

1. Колесников, А. Е. Ультразвуковые измерения / А. Е. Колесников. – Москва : Изд-во стандартов, 1970. – 238 с.
2. Рудин, А. В. Исследование акустических свойств жидких сред методом интерферометра переменной акустической базы / А. В. Рудин, А. И. Горбунов // Математическое и компьютерное моделирование естественно-научных и социальных проблем : материалы XI Междунар. науч.-техн. конф. молодых специалистов, аспирантов и студентов (г. Пенза, 30 мая – 1 июня 2017 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2017. – С. 184–189.
3. Печерская, Е. А. Взаимосвязь параметров пьезоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, И. М. Гладков, О. Кузнецова // Университетское образование (МКУО-2013) : сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 70-летию образования ун-та / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2013. – С. 459–461.
4. 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.

КОРРЕЛОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ БИНАРНО-ИНТЕРВАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО КОДИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

Спектральные методы анализа сигналов используются в самых разных областях науки и техники. Это касается акустики, локации, вибродиагностики, радиочастотной идентификации и др. В условиях статистической неопределенности изменение сигнала во времени определяется вероятностными законами. В этом случае спектральный анализ предполагает оценивание спектральной плотности мощности (СПМ).

В настоящее время коррелограммный метод оценивания СПМ преимущественно реализуется в цифровом виде [1, 2]. При этом используются цифровые алгоритмы, которые традиционно разработаны на основе простого перехода от аналоговой операции интегрирования к операции цифрового суммирования с равномерным шагом дискретизации по времени. На практике вычислительная эффективность таких алгоритмов обеспечивается за счет использования процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Однако все эти алгоритмы требуют предварительного вычисления дискретной последовательности оценок корреляционной функции анализируемого сигнала, что приводит к необходимости выполнения большого числа операций цифрового многообразного умножения. Это снижает вычислительную эффективность получения оценок СПМ даже в случае использования БПФ.

В [3] рассмотрен цифровой алгоритм, разработанный на основе бинарного аналого-стохастического квантования. Использование данного вида квантования обеспечило аналитическое вычисление операций аналогового интегрирования. Это привело к вырождению операций цифрового умножения в дискретные процедуры, которые в своей основе сводятся к выполнению логических операций и арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений косинусоидальной функции, что обеспечило снижение общей трудоемкости коррелограммной оценки СПМ. Однако алгоритм в [3] разработан без учета применения весовых функций (корреляционных окон), что ограничивает его применение на практике.

Согласно классическому коррелограммному методу оценка СПМ с применением весовых функций $w(\tau)$ и с учетом свойства четности этих функций, а также четности КФ, будет равна:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2 \int_0^T w(\tau) \hat{R}_{XX}(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau, \quad (1)$$

где $\hat{R}_{XX}(\tau)$ – оценка КФ анализируемого сигнала $X(t)$; T – длительность времени спектрального анализ.

Пусть, как и в [3] в результате выполнения двух независимых по отношению друг к другу процедур бинарного аналого-стохастического квантования в пределах интервалов времени $t \in [0; T]$ и $t \in [0; 2T]$ соответственно сформированы знаковые сигналы:

$$z_1(t) = \text{sgn}\{\overset{\circ}{x}(t) + \xi_1(t)\} \text{ и } z_2(t) = \text{sgn}\{\overset{\circ}{x}(t) + \xi_2(t)\}, \quad (2)$$

где $\text{sgn}\{\dots\}$ – оператор функции знакового преобразования; $\overset{\circ}{x}(t)$ – центрированная реализация исследуемого измерительного процесса $X(t)$; $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ – вспомогательные равномерно распределенные в пределах от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$ случайные сигналы [4].

В качестве $\hat{R}_{XX}(\tau)$ возьмем несмещенную оценку [5, 6]:

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = T^{-1} \int_0^T x(t) x(t+\tau) dt. \quad (3)$$

Введем обозначение:

$$g(\tau, f) = w(\tau) \cos 2\pi f \tau. \quad (4)$$

Тогда с учетом (3) и (4) оценка (1) примет вид [7,8]:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) \int_0^{T-t} g(\tau, f) z_2(t+\tau) d\tau dt. \quad (5)$$

Эффективное вычисление операций интегрирования можно обеспечить специфическим представлением динамики изменения во времени знаковых сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$. По существу, они представляют собой непрерывные во времени функции, которые ограничены по уровню значениями «-1» и «+1». Поэтому $z_1(t)$ и $z_2(t)$ на интервалах времени их формирования $t \in [0; T]$ и $t \in [0; 2T]$ можно однозначно представить с помощью значений $z_1(t_0)$ и $z_2(t_0)$ в начальный момент времени квантования $t_0 = 0$ и отсчетов времени $\{t_i^{z_1}\}$ и $\{t_j^{z_2}\}$, в которые они меняют свое значение, где $1 \leq i \leq I$ и $1 \leq j \leq J$. При этом $t_0^{z_1} = t_0^{z_2} = t_0 = 0$, $t_I^{z_1} = t_J^{z_2} = T$ и $t_J^{z_2} = 2T$ [4].

С учетом принятого представления во времени знаковых сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ оценку (5) запишем в виде следующей суммы:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} \int_t^{t+T} z_2(\tau) g(\tau-t, f) d\tau dt, \quad (6)$$

В (6) изменим порядок интегрирования. Тогда интеграл по переменной t можно вычислить аналитически. В результате получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2(Q(T, f) \hat{R}_{XX}(T) + Q(0, f) \hat{R}_{XX}(0)) + 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^I (-1)^i \lambda_i B(t_i^{z_1}, f), \quad (7)$$

$$B(t_i^{z_1}, f) = \int_{t_i^{z_1}}^{t_i^{z_1}+T} z_2(\tau) Q(\tau-t_i^{z_1}, f) d\tau, \quad (8)$$

где $\lambda_i = 1$, если $i = 0$ и $i = I$; $\lambda_i = 2$, если $2 \leq i \leq I-1$.

Соотношение (8) также как и (5) можно представить в виде суммы интегралов:

$$B(t_i^{z_1}, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)} (-1)^{j-m(i)} \int_{t_j^{z_2}}^{t_{j+1}^{z_2}} Q(\tau-t_i^{z_1}, f) d\tau, \quad (9)$$

где $t_{m(i)}^{z_2} = t_i^{z_1}$ и $t_{m(i)+r(i)+1}^{z_2} = t_i^{z_1} + T$.

В результате численного интегрирования для (9) будем иметь:

$$B(t_i^{z_1}, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)} (-1)^{j-m(i)} \Delta \tau_j Q(\Delta t_{ji}, f), \quad (10)$$

где $\Delta \tau_j = t_{j+1}^{z_2} - t_j^{z_2}$ и $\Delta t_{ji} = t_j^{z_2} - t_i^{z_1}$.

Соотношения (7) и (10) можно непосредственно использовать для вычисления оценок СПМ. При заданной длительности времени спектрального анализа T предельно возможное разрешение по частоте равно $\Delta f = 1/T$. Тогда для $f_k = k\Delta f$ получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = 2(Q(T, f)\hat{R}_{XX}(T) + Q(0, f)\hat{R}_{XX}(0)) + 2\xi_{\max}^2 \Delta f z_1(t_0) \sum_{i=0}^J (-1)^i \lambda_i B(t_i^{\tilde{z}_1}, f_k), \quad (11)$$

$$B(t_i^{\tilde{z}_1}, f_k) = z_2(t_i^{\tilde{z}_1}) \sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)} (-1)^{j-m(i)} \Delta \tau_j Q(\Delta t_{ji}, f_k), \quad (12)$$

Из (11) и (12) следует, что вся процедура вычисления коррелограммной оценки СПМ фактически свелась к обработке дискретных отсчетов функций $Q(\tau, f)$. Эти функции вычисляются аналитически интегрированием функций корреляционных окон, которые являются известными и хорошо изучены [9]. На основе (11) и (12) разработан цифровой алгоритм. В отличие от классических цифровых алгоритмов коррелограммной оценки СПМ, он требует вычисления только двух значений оценки КФ $\hat{R}_{XX}(0)$ и $\hat{R}_{XX}(T)$. Если $T > \tau_{kx}$, где τ_{kx} интервал корреляции сигнала $X(t)$, то $\hat{R}_{XX}(T) \rightarrow 0$, и первое слагаемое в (11) не оказывает существенного влияния на вычисление оценки СПМ. Все это повышает вычислительную эффективность получения оценки СПМ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты № 19-08-00228 А, № 18-08-00253-А).

Библиографический список

1. Marple, S. Lawrence. Digital Spectral Analysis with Applications: Second Edition / S. Lawrence Marple. – Dover Publications Inc., 2019. – 432 p. – URL: waterstones.com
2. Oppenheim, A. V. Discrete-Time Signal Processing: 3rd Edition / A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer. – Publisher: Prentice Hall, 2009. – 1108 p.
3. Якимов, В. Н. Модульный подход к разработке информационно-измерительной системы цифрового оценивания спектральной плотности мощности / В. Н. Якимов, В. И. Батищев, А. В. Машков // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Шлядинские чтения – 2016» (г. Пенза, 25–27 октября 2016 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – С. 84–86.
4. Якимов, В. Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов / В. Н. Якимов // Известия Самарского научного центра РАН. – 2016. – Т. 18, № 4(7). – С. 1346–1353.
5. Якимов В. Н. Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов / В. Н. Якимов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 11. – С. 61–66.
6. Якимов, В. Н. Цифровое оценивание спектральной плотности мощности на основе знакового стохастического квантования непрерывных процессов / В. Н. Якимов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 12. – С. 60–64.
7. Якимов, В. Н. Цифровое оценивание моментов корреляционной функции на основе знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса / В. Н. Якимов, А. В. Машков // Измерительная техника. – 2016. – № 1. – С. 11–13.
8. Якимов, В. Н. Оценивание спектральной плотности мощности на основе коррелограммного метода с использованием бинарного знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса / В. Н. Якимов, А. В. Машков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2017. – № 10. – С. 60–66.
9. Дворкович, В. П. Оконные функции для гармонического анализа сигналов / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Техносфера, 2016. – 208 с.

КЛАССИФИКАЦИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПОДСИСТЕМАХ СЖАТИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Сокращение избыточности данных остается в настоящее время актуальной задачей, что определяется технологическими ограничениями современных устройств хранения данных и каналов связи при условии непрерывного роста объема трафика в информационно-измерительных системах (ИИС). Для решения этой проблемы применяют алгоритмы сжатия [1], причем подсистемы сжатия данных ИИС могут использовать несколько алгоритмов сжатия, как это показано в [2]. В случае применения нескольких алгоритмов сжатия необходимо провести быструю оценку сжимаемого набора данных, т.е. вычислить некоторый параметр, позволяющий выбрать наиболее эффективный для данного случая алгоритм сжатия. Очевидно, что такой подход обоснован только в том случае, если на заданном наборе алгоритмов существует связь вида «параметр – алгоритм сжатия». С практической точки зрения это подразумевает, что существует некоторый признак, который может быть положен в основу классификации данных с точки зрения выбора оптимального алгоритма сжатия.

Однако, следует учитывать, что выбор оценочных характеристик, как правило, основывается на экспертном мнении, что может снизить качество классификации при анализе сложно структурированных данных. Кроме того, необходимо обеспечивать параллельность выполнения процессов обучения и сжатия, что приводит к усложнению архитектуры подсистемы сжатия. Одним из возможных решений, устраняющих указанные недостатки, может оказаться применение искусственных нейронных сетей (ИНС). Следует отметить, что как средство решения задач классификации в настоящее время ИНС получили достаточно широкое применение в различных областях, например, в энергетике [3], лингвистике [4] и др.

Для выбора конкретной архитектуры ИНС обычно используется экспертная оценка или эмпирические исследования. Для экспертной оценки необходимы экспертные знания, которые могут отсутствовать. Эмпирические исследования, ввиду большого числа разработанных в настоящее время ИНС, ведут к значительным временным затратам. В данной работе рассматривается многослойный персептрон, состоящий из некоторого количества входных узлов, образующих входной слой, одного или нескольких скрытых слоев вычислительных нейронов и одного выходного слоя нейронов (рис. 1).

В качестве функции активации нейронов применялась сигмоидальная функция, позволяющая усиливать слабые сигналы и не насыщаться от сильных. Для обучения ИНС применялся метод масштабируемых сопряженных градиентов.

Так как в теории нейронных сетей нет точного определения понятия «обученная сеть», то здесь под этим термином предлагается понимать ИНС, в процессе обучения которой было выполнено как минимум одно из следующих условий: ошибка обучения не превышает заданного значения; приращение ошибки обучения не превышает заданного значения; количество итераций обучения не меньше заданного.

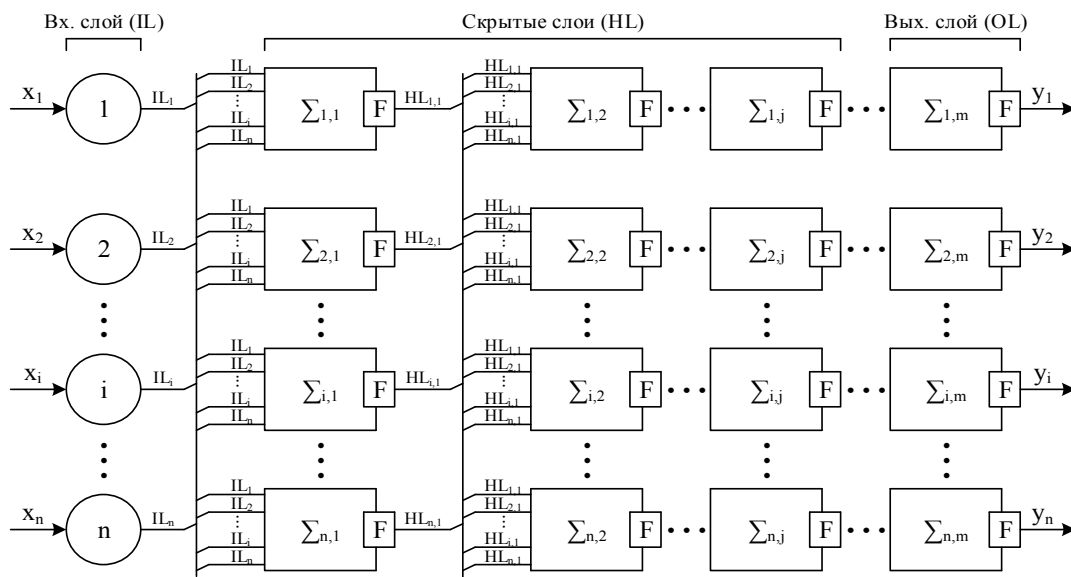


Рис. 1. Структура ИНС

При проведении исследования были произвольно выбраны следующие предельные значения указанных параметров: ошибка обучения ИНС – 9 %; приращение ошибки обучения ИНС – 10^{-5} ; количество итераций обучения ИНС – 100. Параметры нейронной сети принимали следующие значения: количество скрытых слоев равно трем, количество нейронов во входном слое определялось объемом анализируемого кадра данных и разрядностью его элементов, а количество нейронов в каждом скрытом слое равно половине количества элементов во входном слое. Применялись следующие алгоритмы сжатия: алгоритм, основанный на учете корреляции между нулевыми битами; алгоритм, основанный на учете корреляции между единичными битами; алгоритм на основе гамма-кода Элиаса. Определение класса данных осуществлялось по коэффициенту сжатия.

Исследование проводилось на нескольких наборах исходных данных, отличающихся друг от друга степенью стационарности (СС), под которой понимается отношение числа стационарных кадров к числу кадров в наборе, а также числом кадров в наборе. Так, набор № 1 содержит 18846 кадров и имеет СС равной 0,98, набор № 2 содержит 14272 кадров и имеет СС равной 0,98, а набор № 3 содержит 35562 кадров и имеет СС равной 0,98. Максимальный объем выборки был ограничен величиной 1000 кадров.

Проведенные исследования показали, что в целом зависимость ошибок обобщения и подтверждения от размера выборки имеет нелинейный характер, поэтому выбор максимального объема выборки не приводит к минимальному значению погрешности. Оптимальный объем обучающей выборки, при котором достигаются наименьшие ошибки для всех рассмотренных наборов, равен 950 кадров.

Нейронная сеть обеспечивает наименьшую ошибку подтверждения на том наборе данных, на котором она обучалась, однако в реальных условиях может изменяться коэффициент стационарности кадров сжимаемых данных. Такую ситуацию можно смоделировать путем обучения нейронной сети на данных, полученных из одного набора и фиксации ошибки подтверждения на данных из другого набора. Результаты проведенных исследований приведены в табл. 1.

Полученные результаты позволяют утверждать, что ИНС с достаточно высокой эффективностью способна классифицировать телеметрические кадры из наборов, на которых она не была обучена. В частности, увеличение ошибки подтверждения при использовании набора данных, отличного от обучающего, не превышало 2,5 процентных пункта. Отсюда можно сделать вывод, что отсутствует необходимость переобучения ИНС, при изменении коэффициента стационарности кадров.

Ошибка подтверждения на различных наборах данных

Обучающий набор	Ошибка подтверждения на наборе данных, %		
	№ 1	№ 2	№ 3
№ 1	11,33	13,59	11,80
№ 2	12,68	11,95	11,83
№ 3	13,78	14,35	12,32

Результаты работы по классификации данных с помощью нейронной сети сравнивались с аналогичными результатами, полученными с помощью нескольких способов численной оценки кадров данных, работа которых основывается на различных способах расчета некоторой численной характеристики. В данной работе были применены следующие методы, основанные на расчете некоторого параметра [5]:

- метод на основе вычисления количества бит, отличных от «фона» кадра, под которым понимается значение бит, численность которых является наибольшей;
- метод на основе вычисления энтропии кадра;
- метод на основе вычисления для каждого бита кадра некоторой «окрестности», под которой понимается сумма текущего бита и среднего арифметического суммы бит, его окружающих в пределах окрестности, описанной квадратом с заданной длиной стороны;
- метод на основе диэдрической группы кадра, под которой понимается группа симметрии правильного многоугольника.

Полученные данные показывают, что качество классификации на всех исследованных наборах данных при помощи искусственной нейронной сети существенно (примерно в 1,5–2,3 раза) превышает лучшие показатели среди численных методов оценки, что говорит о более высокой эффективности предложенного решения. Следует отметить, что среди численных методов для разных наборов данных, наилучшие результаты показывают разные методы, при этом в среднем наиболее эффективным является метод на основе вычисления «окрестности», который дает несущественное снижение ошибки классификации по сравнению с другими методами на наборе данных № 2.

Таким образом, полученные результаты исследований позволяют сделать вывод о том, что даже в случае применения простейшей и наиболее универсальной архитектуры ИНС будет существенно превосходить системы с применением численных методов оценки классифицирующего признака как по точности, так и по требуемым вычислительным затратам. Дальнейшее развитие предложенного подхода может быть связано с разработкой специализированных архитектур ИНС, ориентированных на заданный тип данных. Также следует предложить проведение более глубокого анализа текущей архитектуры ИНС для формирования оптимальных конфигураций, учитывающих различные объемы обучающих выборок.

Библиографический список

1. Ватолин, Д. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео / Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. – Москва : ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 384 с.
2. Богачев, И. В. Геометрический подход к сжатию данных телеметрических систем / И. В. Богачев, А. В. Левенец, Чье Ен Ун // Информатика и системы управления. – 2015. – № 4 (46). – С. 16–22.
3. Слепнев, Е. С. Применение искусственных нейронных сетей для анализа предаварийных ситуаций турбоагрегатов электростанций / Е. С. Слепнев // НАУКОВЕДЕНИЕ: Интернет-журнал. – Москва, 2014. – № 3 (22). – URL: cyberleninka.ru

4. Гареев, А. Ф. Применение вероятностной нейронной сети для задачи классификации текстов / А. Ф. Гареев // Наука и образование: электрон. науч. изд. – Москва, 2004. – URL: engineering-science.ru

5. Левенец, А. В. Методы и алгоритмы сжатия измерительных данных в информационно-измерительных системах / А. В. Левенец, Чье Ен Ун. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2016. – 200 с.

Л. А. Тягульская, И. А. Дубинин

Рыбницкий филиал Приднестровского государственного университета
им. Т. Г. Шевченко, г. Рыбница, Молдова

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ПРОДУКТА ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ СБОРА, УЧЕТА И ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОМ ЗАВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

Введение

Создание современных систем управления базируется на разработке и применении адаптивных интеллектуальных систем, функционирование которых невозможно без использования развитой вычислительной сети, включающей персональные компьютеры (ПК), микроконтроллеры и широкий набор модулей ввода/вывода. Усложнение технологических процессов и производств ставит задачи создания распределенных иерархических систем (АСУТП) и их сквозного программирования, что объясняет появление новых компьютерных технологий для интегрированных систем, объединяющих все уровни производства.

В качестве примера может быть названа SCADA-система. SCADA (аббр. от англ. *Supervisory Control And Data Acquisition* – диспетчерское управление и сбор данных) – программный пакет, предназначенный для разработки или обеспечения работы в реальном времени систем сбора, обработки, отображения и архивирования информации об объекте мониторинга или управления. SCADA может являться частью АСУ ТП, АСКУЭ, системы экологического мониторинга, научного эксперимента, автоматизации здания и т.д. SCADA-системы используются во всех отраслях хозяйства, где требуется обеспечивать операторский контроль за технологическими процессами в реальном времени. Данное программное обеспечение устанавливается на компьютеры и, для связи с объектом, использует драйверы ввода-вывода или OPC/DDE серверы. Программный код может быть, как написан на одном из языков программирования, так и сгенерирован в среде проектирования.

Молдавский металлургический завод в городе Рыбница заинтересовался интеграцией SCADA подобной системы в производственную линию по изготовлению труб. Приступая к разработке специализированного прикладного программного обеспечения (ППО) для создания системы контроля и управления, системный интегратор обычно выбирает один из следующих путей:

- программирование с использованием, как "традиционных" средств разработки, так и новые "инновационные" подходы и методы реализации программного продукта;
- использование существующих, готовых – COTS (*Commercial Of The Shelf*) – инструментальных проблемно-ориентированных средств.

В данном случае было принято использовать первый вариант разработки системы. Процесс разработки ППО важно упростить, сократить временные и прямые финансовые затраты на разработку ППО, минимизировать затраты труда

Структурная схема разрабатываемого программного обеспечения

Структура данной SCADA-системы состоит из нескольких частей (см. рис. 1). На протяжении производственной линии, установлены датчики и камеры видеонаблюдения, с помощью которых, можно отследить этапы производства трубы. Датчики подключены к программируемым логическим контроллерам, а контроллеры имеют связь с OPC сервером, на который отправляется вся информация с контроллеров. Камеры видеонаблюдения подключены к декодеру. Декодер выступает программно-аппаратным устройством, с помощью которого, можно получать видеосигнал с определенной камеры, осуществлять переключение трансляции между видеокамерами.

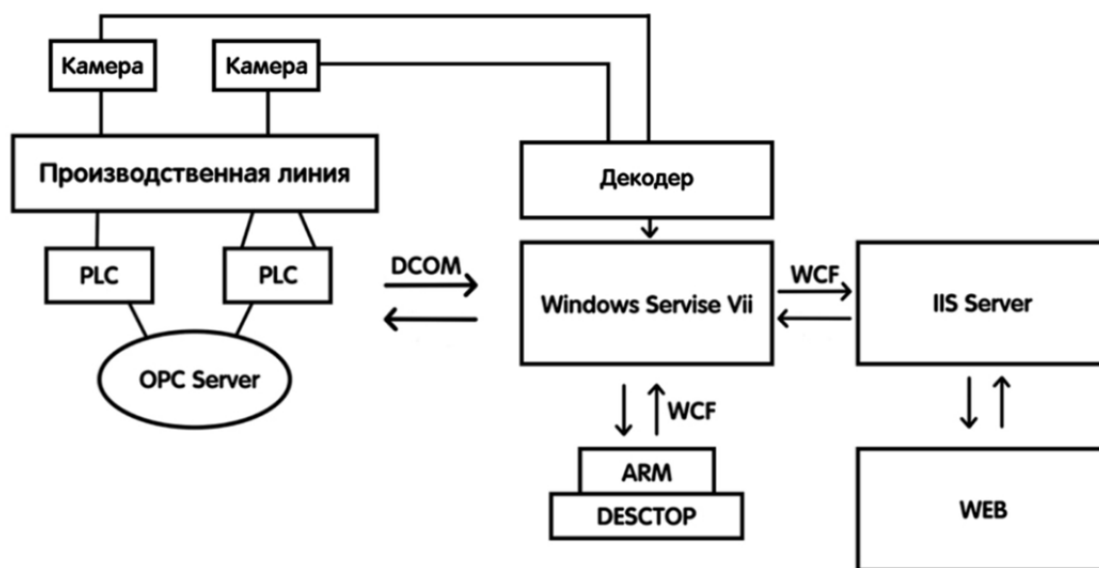


Рис 1. Схема SCADA подобной системы

Есть главная, серверная машина для SCADA подобной системы. На ней установлено основное программное обеспечение и создан *Windows Service*. Данный сервер общается с *OPC Server* по расширению *DCOM*. Когда данные на сервер получены и обработаны программным обеспечением, они отправляются на автоматизированное рабочее место системного администратора. У администратора на компьютере установлена клиентская часть SCADA системы, с помощью которой он может отслеживать сбор данных в режиме реального времени и при необходимости, редактировать данные. Общение клиента с сервером осуществляется через фреймворк *WCF*. Также существует и *web* версия клиентской части системы. Она имеет не такой объемный функционал, как десктопная версия системного администратора, но с ее помощью можно мониторить нахождение трубы в агрегатах и в случае ошибки переименовывать название трубы. *Web*-клиент работает с помощью *IIS Server*, а передача данных между *IIS* и *Windows Service* осуществляется также с помощью фреймворка *WCF*.

Краткое описание реализации

В рамках поставленных задач был разработан интерфейс десктопной версии SCADA подобной системы для сбора, учета и хранения данных по производству труб, а также модуль по распознаванию объектов на изображении. Для решения задачи сбора технологической информации процесса изготовления (подготовки, формления, сварки, нанесения покрытия и т.д.) труб с постепенным формированием "паспорта" трубы, реализована программно-математическая модель производственной линии. Программная

модель актуального состояния производственной линии организована на основе следующих элементов:

1. Данные получаемые непосредственно с оборудования.
2. Алгоритм интерпретации данных.
3. Взаимодействие программных блоков, связанных в «виртуальную» производственную линию.
4. Подсистема прослеживание единиц продукции по технологической линии.

Необходимость использования программных моделей агрегатов обусловлена отсутствием объективной информации по их текущему состоянию в терминах технологического процесса, а лишь наличие управляющих сигналов таких как включить двигатель, отключить двигатель, значения энкодеров и т.д.

Для получения состояния агрегата, а также понимания какую технологическую операцию он выполняет в данный момент и используются программные модели. Данный подход позволяет из разрозненных управляющих и прочих сигналов сформулировать текущий процесс на агрегате в терминах технологического процесса, а, следовательно, и привязать получаемые данные к конкретному экземпляру продукции.

Для привязки данных к конкретной, идентифицированной, единице продукции используется подсистема прослеживания продукции по технологической линии. Подсистема состоит из трёх логически и функционально взаимосвязанных подсистем:

- 1) подсистема видео прослеживания;
- 2) подсистема виртуального прослеживания;
- 3) подсистема коррекции и ручного ввода.

Объединив все необходимые параметры по производству трубы, началась разработка графического интерфейса программы. Основными элементами интерфейса являются:

- инструменты;
- иерархия документа;
- источник данных;
- полотно для отображения агрегатов производственной линии.

На текущий момент интерфейс программы выглядит следующим образом.

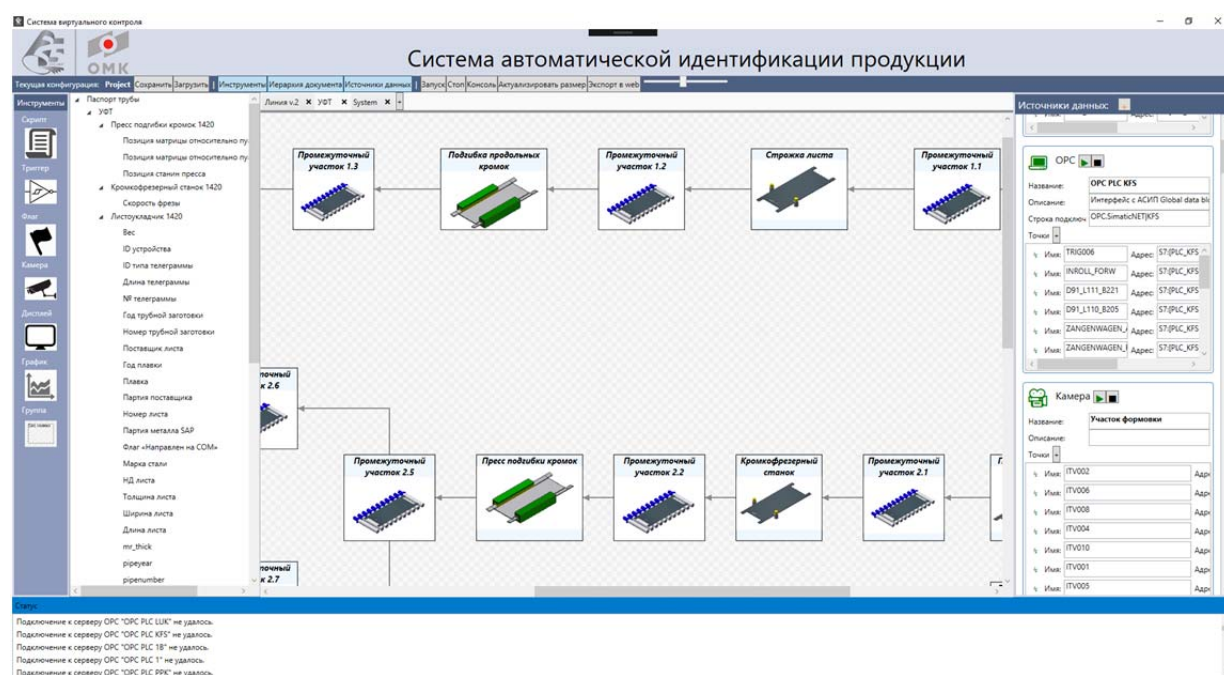


Рис. 2. Интерфейс системы виртуального контроля

«Инструментами» являются объекты, с помощью которых можно построить виртуальную производственную линию. Иерархия документа – это «паспорт» трубы. Сюда заносится вся информация по производству трубы, начиная от размеров листа, его номера, до того, с помощью какого припоя варили трубу, какие показатели тестирования у трубы и т.д. «Источниками данных» могут быть датчики, подключенные к программируемым логическим контроллерам, камеры отслеживания и ручной ввод. С помощью датчиков отслеживается, на каком агрегате сейчас находится труба. Камеры позволяют распознать автоматически номер трубы. В случае, если камера не исправна и не смогла распознать номер, то требуется ручной ввод администратора, для дальнейшего корректного сбора данных.

Виртуальную производственную линию можно сохранять/загружать в проект для дальнейшего использования. Происходит это с помощью стандартного диалогового окна. Помимо этого, сохраненный/загруженный проект можно экспортировать в web-версию программы. Это сделано для удобства, чтобы новый или измененный проект не нужно было администратору вновь создавать.

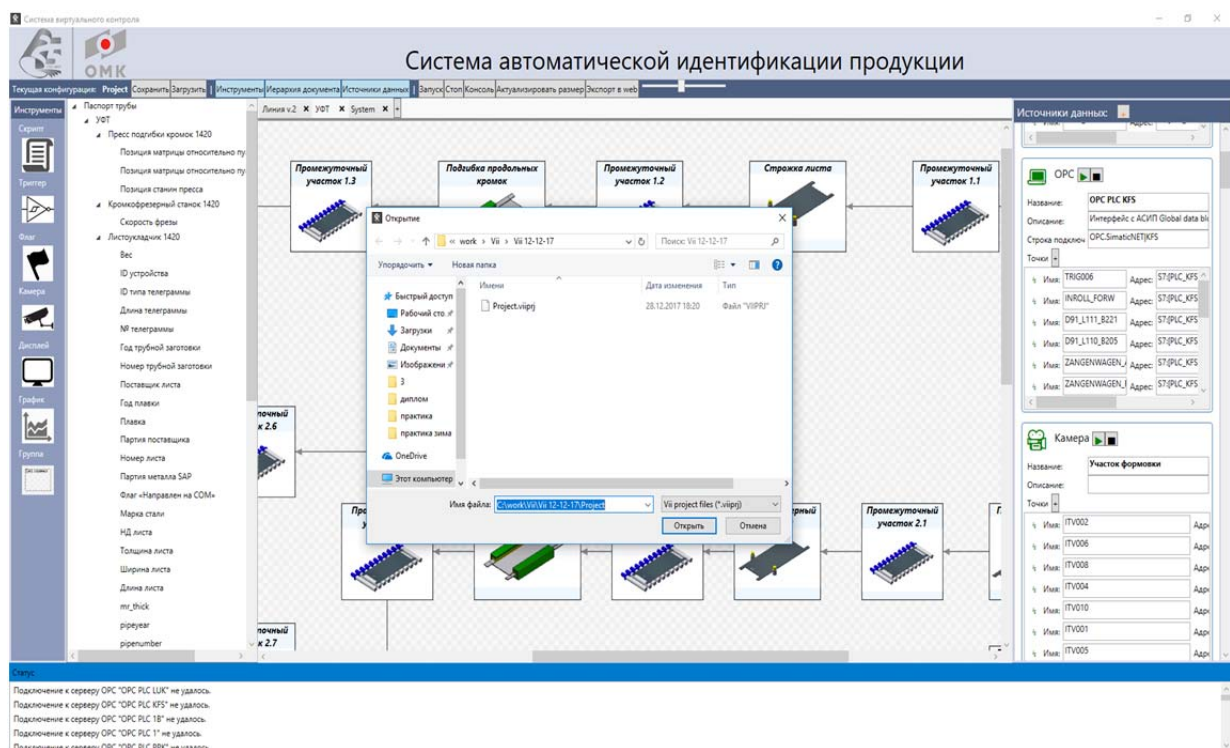


Рис. 3. Загрузка сохраненной модели виртуальной системы в программу

В случае возникновения ошибок в программе, т.е. нет возможности подключения к камерам или датчикам, внизу программы всплывет информационное окно, которое сообщит пользователю об ошибке.



Рис. 4. Информационное окно об ошибках

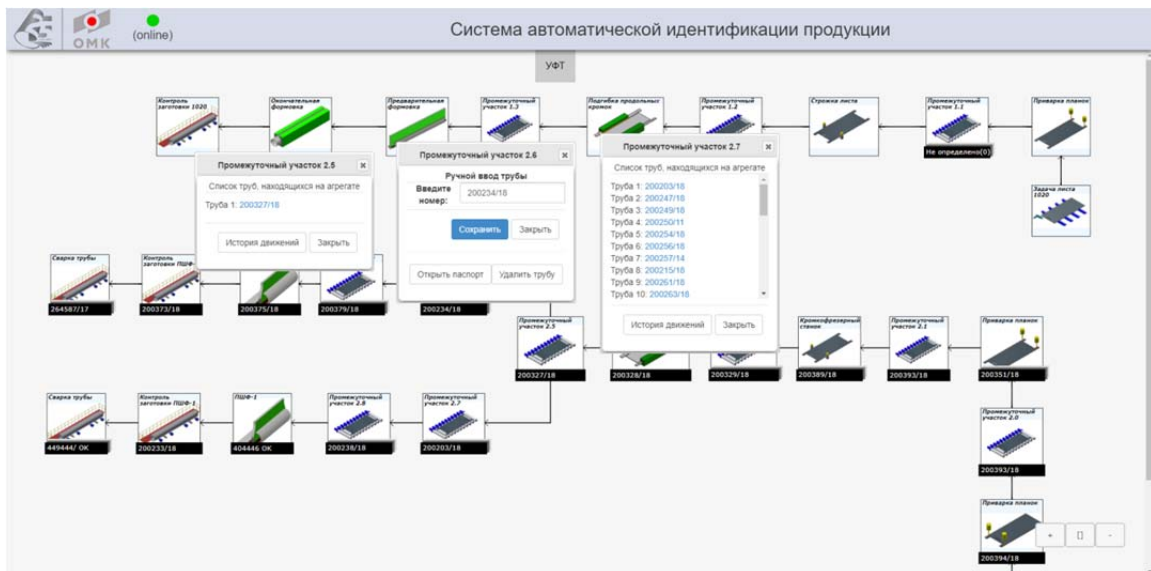


Рис. 6. Мониторинг движения труб по виртуальной системе

В основном каждый кадр, сделанный видеокамерой, получается в серых тонах, а номер трубы наносится белой краской, что значительно облегчает распознавание области номера. Сложнее детализировать номер, т.е. распознать каждую цифру и знак в строке. Но благодаря тому, что установлен жесткий шаблон номера трубы, а именно шесть цифр, после которых следует знак «/», после которого еще две цифры, процесс распознавания можно разбить на этапы. Количество которых зависит от количества элементов в строке. Библиотека *OpenCV* максимально облегчает работу программиста. Распознавание цифр и знаков происходит на низком уровне, а на выходе получаем готовую строку, которая и является номером заготовки.

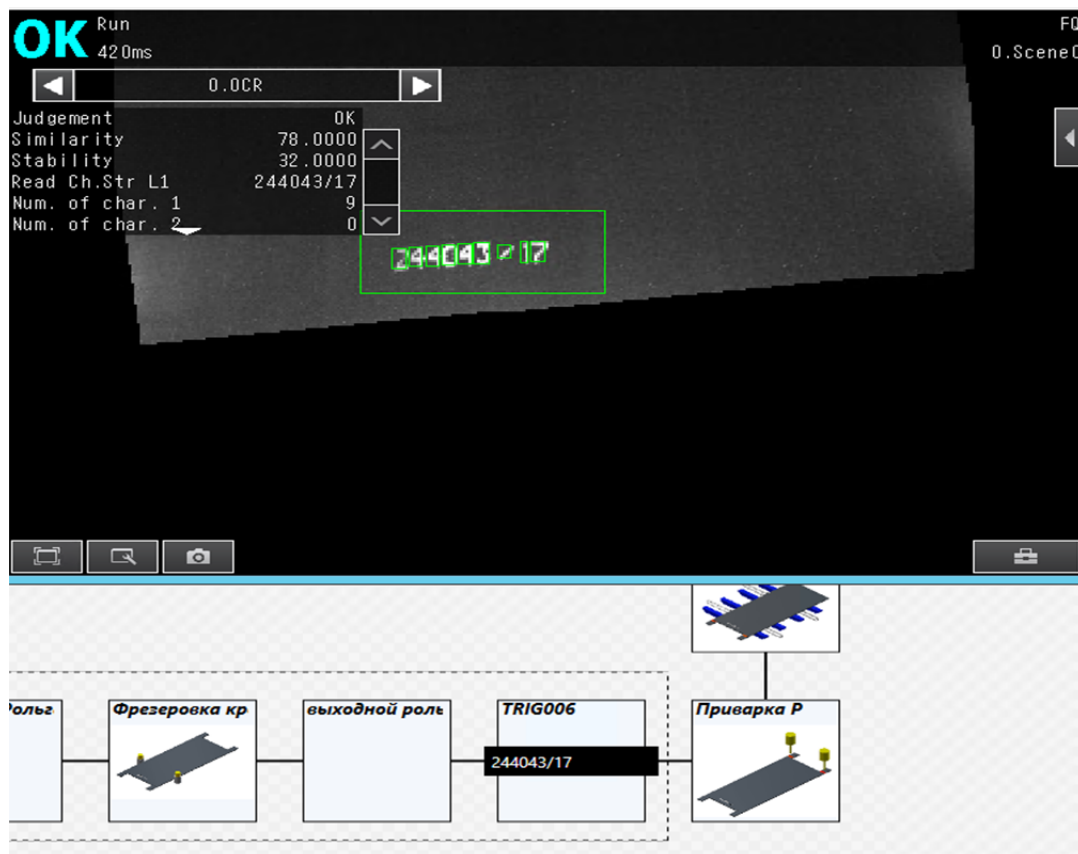


Рис. 7. Процесс распознавания номера трубы

Распознавание номера трубы в среднем занимает от 200–400 мс, в зависимости от угла считывания номера, так как место нанесение объекта не всегда является идеальным и может менять свою позицию.

Заключение

В результате выполнения всех работ была разработана *SCADA* подобная система. Разработан основной функционал для сбора, хранения и учета технологической информации процесса изготовления (подготовки, формления, сварки, нанесения покрытия и т.д.) труб с постепенным формированием «паспорта» трубы.

К плюсам такой системы можно отнести:

- масштабируемость виртуальной системы производственной линии
- мониторинг производства в режиме реального времени;
- автоматизированный сбор данных;

Разработанная виртуальная система производства может быть настроена и применяться не только в металлургических целях, но и для задач любого другого производства, где необходим сбор данных с контроллеров и хранение информации в структурированном виде.

Библиографический список

1. Брилюк, Д. В. Распознавание человека по изображению лица нейросетевыми методами / Д. В. Брилюк, В. В. Старовойтов. – URL: <http://goo.gl/CHJzCn>
2. Вагис, А. Эффективность байесовских процедур распознавания / А. Вагис, А. Гупал. – URL: http://www.foibg.com/ibs_isc/ibs-15/ibs-15-p11.pdf
3. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений : пер. с англ. / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – Москва : Техносфера, 2005. – С. 1073.
4. Дрига, К. В. Распознавание зашумленных и искаженных образов с помощью неоконитрона / К. В. Дрига. – URL: <http://masters.donntu.org/2006/fvti/driga>
5. Махно, Ю. С. Распознавание графических образов с помощью нейронной сети типа «неоконитрон с помехами» / Ю. С. Махно. – URL: <http://masters.donntu.org/2008/fvti/makhno/>
6. Мурадина, Д. Г. Исследование методов классификации коллекций цифровых изображений / Д. Г. Мурадина, Н. С. Костюкова // Информационные управляющие системы и компьютерный мониторинг (ИУС КМ – 2014) : материалы V Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Донецк : ДонНТУ, 2014. – Т. 6. – С. 262–265.
7. Полторак, В. П. Система распознавания образов на базе нечеткого нейронного классификатора / В. П. Полторак, Я. Ю. Дорогой. – URL: <http://aaecs.org/poltorak-vp-dorogoi-yaYu-sistema>
8. Похиль, М. Ю. Методы поиска с учетом формы и расположения объектов в цифровых коллекциях изображений / М. Ю. Похиль. – URL: <http://masters.donntu.org/2008/fvti/pohil/>
9. Садыхов, Р. Х. Алгоритм обучения нейронной сети «неоконитрон» для распознавания рукописных символов / Р. Х. Садыхов, М. Е. Ваткин. – URL: http://neuroface.narod.ru/files/neocog_hand_writ.pdf
10. Программируемый логический контроллер / Wikipedia.org. – URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Программируемый_логический_контроллер (дата обращения: 20.05.2017).
11. SCADA / Wikipedia.org. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/SCADA> (дата обращения: 23.05.2017).
12. OPC / Wikipedia.org. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/OPC> (дата обращения: 24.05.2017).

КРАТКИЙ ОБЗОР БАЗ ДАННЫХ ЭМОЦИОНАЛЬНОЙ РЕЧИ: СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ, ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Интерес к оценке психоэмоционального состояния человека по речи значительно вырос за последние пятнадцать лет (более 100 опубликованных статей в год, начиная с 2004 года). Точность оценки психоэмоционального состояния зависит, прежде всего, от базы эмоциональной речи, применяемой при создании алгоритмов обработки речевых сигналов и обучении алгоритмов классификации эмоциональных состояний [1]. В данной статье представлен обзор 25 баз данных эмоциональной речи и предложен новый подход создания базы, отвечающей современным требованиям к точности оценки естественно переживаемых психоэмоциональных состояний. Статья является продолжением ранее опубликованной работы автором [2] и выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 18-37-00256.

Обзор баз данных осуществлялся среди открытых источников по следующим параметрам: язык; характер выражения эмоций; виды эмоций; количество регистрируемых дикторов; возраст регистрируемых дикторов; виды профессиональной деятельности дикторов; физиологические/психологические особенности дикторов; количество и тип зарегистрированных записей эмоциональной речи; условия регистрации записей; тип доступа. Были проанализированы 25 баз данных эмоциональной речи, получившие широкую практическую популярность: «Берлинская база данных эмоциональной речи»; «База данных «VoxForge»; «База речевых фрагментов русского языка «ISABASE»; «Базы данных Европейских программ «SPEECHDAT (I)» и «SPEECHDAT (E)»; «Речевая база данных Европейского проекта «SPEECON»; «Речевая база данных «MULTI-SPEECH»; «База данных «LC-Star»; «Многоязычная речевая база данных 2002»; «Японская база данных коротких предложений»; «База данных спонтанных эмоций «FAU AIBO»; «База данных «SAVEE»; «База данных «VAM»; «Японская эмоциональная база данных»; «База данных «RAVDESS»; «База данных «MESD»; «База данных «MMED Av-ID»; «База данных пожилой эмоциональной речи»; «База данных эмоциональной речи на турецком языке «TES»; «База данных канадской эмоциональной речи «KES»; «База данных эмоциональной китайской речи для выявления вариаций эмоций»; «Мультимодальная база данных эмоциональной речи, видео и жестов»; «База данных «EU-EmotionVoice Database»; «База данных русских эмоциональных высказываний «RUSLANA»; Японская база данных эмоциональной речи «Keio-ESD»; База данных онлайн игрового голосового чата с эмоциональной речью «OGVC». В рамках проведенного обзора определены основные положения нового подхода создания базы эмоциональной речи:

1. Язык. Среди проанализированных баз данных, большая часть содержит один или два языка эмоциональной речи. 8 баз представлены многоязычными данными, среди которых основные мировые языки: американский и британский английский, испанский, французский, немецкий, стандартный арабский, японский, китайский, турецкий и русский. Однако в этом случае базы перегружены избыточной информацией, часть из которой будет использоваться крайне редко. Учитывая географию самых распространенных языков мира, целесообразным является создание базы, включающей русский, американский и британский английский, испанский, арабский и китайский.

2. Характер выражения эмоций. Только 4 базы из 25 содержат естественно выраженные эмоции. Остальные базы основаны на смоделированных или вынужденных эмоциях, где дикторами являлись профессиональные актеры или подготовленный персонал. Все 4 базы не содержат русской речи. Учитывая, что естественный характер выражения эмоций является самым востребованным с точки зрения достоверности оценки психоэмоциональных состояний, существует острая необходимость создания базы речевых сигналов, зарегистрированных в состоянии естественно переживаемых эмоций.

3. Виды эмоций. Все 25 баз данных содержат речевые сигналы, зарегистрированные в условиях переживания человеком различных эмоциональных состояний: страх, гнев, стыд, скука, разочарование, отвращение, возбуждение, счастье, обида, интерес, ревность, доброта, гордость, печаль, подлость, удивление, недружелюбие, беспокойство, нейтральность. Большую часть упомянутых эмоций можно сгруппировать по причине и характеру происхождения. Поэтому целесообразным является создание базы, включающей только основные общепризнанные и часто переживаемые человеком эмоции: радость, нейтралитет, печаль, страх, раздражение и гнев.

4. Количество регистрируемых дикторов. Все базы данных эмоциональной речи содержат различное количество зарегистрированных дикторов, начиная от 17 до 1000 человек. Это связано, прежде всего, с количеством языков и видов эмоций. В создаваемой базе целесообразно регистрировать не менее 50 дикторов для каждого языка (русский, американский и британский английский и китайский), т.е. не менее 300 человек.

5. Возраст регистрируемых дикторов. В зависимости от цели создания и вида исследовательской работы каждая из 25 баз данных представлена различными данными о возрасте зарегистрированных дикторов: от 10 до 65 лет. Причем в некоторых базах возраст дикторов условно подразделяется на группы: детская, молодая и пожилая. Для повышения точности оценки естественно переживаемых психоэмоциональных состояний взрослого человека для создаваемой базы необходимо подбирать возраст дикторов в диапазоне от 18 до 65 лет.

6. Виды профессиональной деятельности дикторов. Во всех базах данных, содержащих смоделированные или вынужденные эмоции, дикторами выступают профессиональные актеры или подготовленный персонал из числа студентов, преподавателей, представителей научной деятельности и т.п. В базах с естественно эмоциональной речью дикторами выступают люди совершенно разных профессий – представителей трудоспособного населения с эмоциональной нагрузкой, не превышающей 2 класс по степени напряженности. В создаваемой базе для повышения точности оценки естественно переживаемых психоэмоциональных состояний необходимо подбирать дикторов из трудоспособного населения с эмоциональной нагрузкой, соответствующей 3 классу по степени напряженности.

7. Физиологические/психологические особенности дикторов. Среди физиологических особенностей дикторов во всех проанализированных базах эмоциональной речи можно отметить только гендерный признак (мужчины и женщины). Психологическая особенность – все дикторы условно здоровы. В создаваемой базе данных предлагается регистрировать условно здоровых дикторов, дикторов с временной симптоматикой патологий и дикторов с выявленной патологией из числа мужчин и женщин.

8. Количество и тип зарегистрированных записей эмоциональной речи. В некоторых базах данных количество записей регистрировалось по количеству часов, начиная от 10 до 160 часов. В определенных базах записи фиксировались по количеству отдельных слов в предложениях, начиная 12000 и заканчивая 70000 слов. Но в основном

все базы представлены данными по количеству записей: слов, фраз, предложений, публицистических текстов, разговорной речи, спонтанной речи и др. В создаваемой базе данных предлагается регистрировать с каждого диктора: фонетически сбалансированный стандартный текст публицистической статьи из газеты из 100 слов; специально подобранные слова, составленные словосочетания и предложения, включающие все звуки, всесторонне отражающие нарушения речи; фонетически сбалансированный стандартный текст литературного произведения из 100 слов.

9. Условия регистрации записей. Во всех 25 базах данных регистрация эмоциональной речи велась открыто. Для некоторых баз регистрация осуществлялась в условиях, близких к студийным условиям: в отдельной кабине, изолированной от внешних шумов с использованием малошумящих прецизионных конденсаторных микрофонов. А для определенных баз регистрация осуществлялась в обычной комнате с естественным шумовым фоном, например в конференц-зале с помощью обычных микрофонов. Для формирования объективных речевых данных в создаваемой базе эмоциональную речь необходимо регистрировать в следующих условиях: в звуконепроницаемой комнате без внешних шумов; в обычной комнате с естественным фоновым шумом; одновременная запись по четырём каналам (гарнитура в области головы или шеи, кардиоидный тип микрофона; близкое расстояние (до 0,5 м), микрофон профессионального диктофона; среднее расстояние (0,5–1 м), кардиоидный и ненаправленный микрофоны (в зависимости от окружения); дальнее расстояние (2–3 м), ненаправленный микрофон; запись видео изменения мимики лица диктора на профессиональную камеру; запись видео изменения температуры поверхности кожи лица диктора на профессиональный тепловизор.

10. Тип доступа. Большая часть баз данных являются закрытыми. Некоторые по причине авторских прав, а некоторые являются готовыми коммерческими продуктами. Малая часть баз эмоциональной речи находится в свободном доступе и, как правило, данные базы не отвечают современным требованиям к точности оценки естественно переживаемых психоэмоциональных состояний. Предполагается, что создаваемая база будет закрытой и распространяться, как коммерческий продукт.

Подводя итоги обзора, можно сделать вывод, что в соответствии с предложенным подходом, создаваемая база данных способна обеспечить повышение точности оценки психоэмоционального состояния за счет следующих конкурентных преимуществ:

1. Зарегистрированная эмоциональная речь, будет максимально приближена к реальной речи, воспроизводимой человеком в состоянии естественно переживаемых эмоций.

2. Зарегистрированная эмоциональная речь позволит объективно оценить возможности существующих способов и подходов и дать оценку необходимости применения новых математических аппаратов в задачах обработки речи и классификации естественно переживаемых эмоций.

Библиографический список

1. Schuller, B. W. Computational Paralinguistics: Emotion, Affect and Personality in Speech and Language Processing / B. W. Schuller, A. M. Batliner. – New York : Wiley, 2013. – P. 344.
2. Алимуратов, А. К. Способ повышения эффективности оценки психоэмоционального состояния операторов систем управления с высокой степенью ответственности / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков, П. П. Чураков // Новые информационные технологии и системы : материалы XV Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 75-летию Пенз. гос. ун-та (г. Пенза, 20–21 ноября 2018 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 97–100.

ПРИМЕНЕНИЕ УЛУЧШЕННОЙ ПОЛНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ С АДАПТИВНЫМ ШУМОМ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Обработка речевых сигналов это область науки, в которой осуществляется такие задачи как фильтрация, усиление, извлечение, кодирование, сжатие, восстановление и распознавание информации. Каждая задача обработки может быть реализована с помощью определенных методов. В зависимости от области обработки, методы следует разделить на три области: частотная, временная и частотно-временная.

На рис. 1 структурно представлена систематизация методов обработки речевых сигналов. Данная систематизация не претендует на полноту, она всего лишь демонстрирует многообразие подходов для решения четырех основных задач обработки речевых сигналов: фильтрации и подавления шума, сегментации на информативные участки, определения информативных параметров, распознавания.

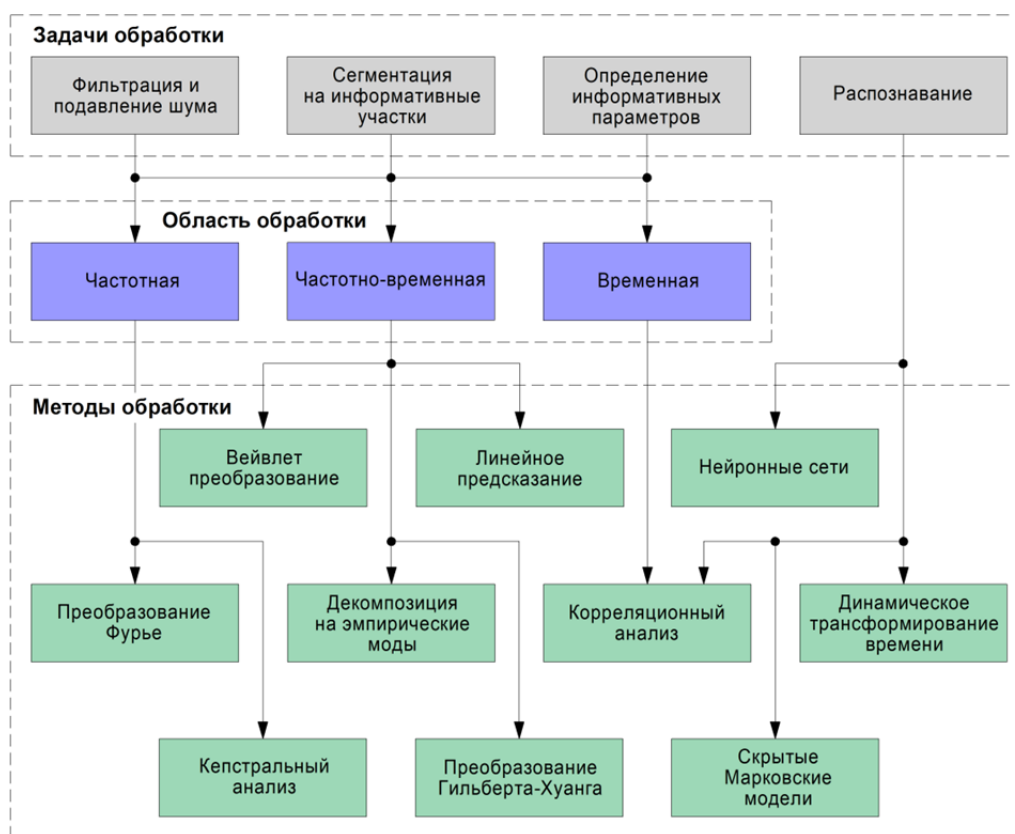


Рис. 1. Систематизация методов для основных задач обработки речевых сигналов

Также систематизация позволяет объективно оценить возможности существующих методов и предварительно дать оценку возможности применения новых математических аппаратов в задачах обработки речевых сигналов.

Анализ современных подходов к обработке речевых сигналов выявил перспективность использования адаптивного частотно-временного анализа – декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) [1]. ДЭМ это уникальная методика адаптивного разложения нестационарных и нелинейных сигналов на эмпирические моды (ЭМ). Из-за отсутствия строго детерминированного математического аппарата декомпозиция является эмпирической. Другими словами сигналы ЭМ определяются в процессе итерационных процедур отсеивания с учетом локальных особенностей структуры анализируемого сигнала (нулей и экстремумов функции сигнала). ЭМ представляют собой сумму колебательных амплитудно- и частотно-модулированных функций ограниченного частотного диапазона.

Общепринятое аналитическое выражение декомпозиции:

$$x(n) = \sum_{i=1}^I IMF_i(n) + r_i(n)$$

где $x(n)$ – анализируемый сигнал; n – дискретный отсчет времени в сигнале; $i = 1, 2, \dots, I$ – номер ЭМ; $IMF_i(n)$ – полученные в результате разложения ЭМ; $r_i(n)$ – конечный неделимый остаток (последняя мода).

Из множества разновидностей методов декомпозиции наиболее перспективной для обработки речевых сигналов является полная множественная ДЭМ с адаптивным шумом (ПМДЭМАШ) [2]. Особенностью данного метода декомпозиции является добавление к анализируемому сигналу контролируемого гауссовского белого шума для создания новых локальных особенностей сигнала (нулей и экстремумов):

$$x_j(n) = x(n) + w_j(n)$$

где $x_j(n)$ – зашумленные сигналы; $w_j(n)$ – гауссовский белый шум; $j = 1, 2, \dots, J$ – реализации шума,

$$x_j(n) = \sum_{i=1}^I IMF_{ji}(n) + r_{ji}(n), IMF_i(n) = \sum_{j=1}^J \frac{IMF_{ji}(n)}{J}, r_i(n) = \sum_{j=1}^J \frac{r_{ji}(n)}{J}$$

Добавление контролируемого гауссовского шума устраняет известные недостатки существующих разновидностей методов декомпозиции: эффект смешивания ЭМ; неполнота декомпозиции (все полученные шумовые копии разлагаются независимо друг от друга без связи между собой); остаточный гауссовский белый шум; неинформативные «паразитные» ЭМ, отсеиваемые на ранних этапах разложения.

Данная статья посвящена вопросу применения частотно-временного анализа – улучшенной ПМДЭМАШ в задачах обработки речевых сигналов. Представленные в статье результаты являются продолжением ранее опубликованной работы авторов [3]. Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента РФ, проект № СП-246.2018.5.

На рис. 2 структурно представлен способ сегментации речи для определения временных информативных параметров естественно выраженных психоэмоциональных состояний на основе улучшенной ПМДЭМАШ. Первый этап способа заключается в сегментации речи на информативные участки (вокализованные и невокализованные участки, участки пауз) с помощью адаптивной декомпозиции и энергетического анализа ЭМ. Второй этап заключается в определении временных информативных параметров информативных участков, отражающих нарушения моторики речевого аппарата, вызванных психоэмоциональными расстройствами.

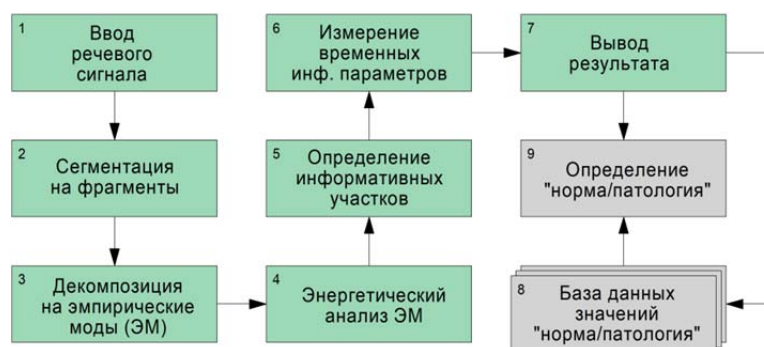


Рис. 2. Упрощенная блок-схема способа сегментации речи для определения временных информативных параметров естественно выраженных психоэмоциональных состояний

Для тестирования разработанного способа сегментации речи сформирована группа испытуемых и зарегистрирована база речевых сигналов, состоящая из 1000 записей. Формирование группы испытуемых осуществлялось при поддержке областной психиатрической больницы им. К. Р. Евграфова (г. Пенза) и медицинского института Пензенского государственного университета. В группу испытуемых было отобрано 100 человек в возрасте от 18 до 79 лет мужского и женского пола, переживаемых естественные положительные (радость и нейтраль) и отрицательные (страх, раздражение, печаль, гнев) эмоции. Эффективность сегментации оценивалась в сравнении с популярными на практике способами сегментации с последующим измерением временных информативных параметров: способ, основанный на статистических свойствах фонового шума и одномерного расстояния Махаланобиса; способ, основанный на кратковременной энергии (Short-time Energy, STE) и скорости пересечения функции сигнала через нулевое значение (Zero-crossing Rate, ZCR).

Для определения эффективности обнаружения психоэмоциональных положительных и отрицательных состояний, использовался параметр – ошибки первого и второго рода. В табл. 1 представлены результаты определения психоэмоциональных положительных и отрицательных состояний. Значения в столбцах 2, 4 и 7 относятся к положительным психо-эмоциональным состояниям. Столбцы 3, 5 и 8 относятся к негативным психо-эмоциональным состояниям.

Таблица 1

Результаты определения психоэмоциональных состояний

Прогнозируемый результат	Полученный результат, чел.				Ошибка 1-го и 2-го рода, %		
	Патология		Норма				
1	2	3	4	5	6	7	8
Способ на основе STE и ZCR							
Патология	63	81	37	19	1-го	37	19
Норма	12	7	88	93	2-го	12	7
Способ на основе одномерного расстояния Махаланобиса							
Патология	71	84	29	16	1-го	29	16
Норма	8	6	92	94	2-го	8	6
Разработанный способ							
Патология	88	89	12	11	1-го	12	11
Норма	5	4	95	96	2-го	5	4

Из таблицы видно, что процент ложных присваиваний статуса «норма» речевым сигналам, произнесенным пациентами, находящимися в состоянии психоэмоционального возбуждения у способов, основанных на STE, ZCR и одномерного расстояния Маха-

ланобиса больше чем у разработанного способа: на 25 % и 17 % для отрицательного психоэмоционального состояния, 7 % и 4 % для положительного психоэмоционального состояния соответственно. То же самое можно сказать о ложных присваиваниях статуса «патология» речевым сигналам, произнесенным пациентами в нейтральном состоянии: на 7 % и 3 %, 3 % и 2 % соответственно. Наименьшие значения ошибок 1-ого и 2-ого родов были достигнуты разработанным способом: всего лишь 12 % и 5 % для положительных эмоций, 11 % и 4 % для отрицательных эмоций. Исходя из результатов, можно сделать вывод, что разработанный способ точнее определяет границы вокализованных, невокализованных участков и участков пауз. Это достигается за счет преимуществ энергетического анализа ЭМ, полученных методом улучшенной ПМДЭМАШ для каждого анализируемого фрагмента.

Библиографический список

1. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Sh. Zheng, R. L. Steven // Proc. R. Soc. Lond. – 1998. – A 454. – P. 903–995.
2. Colominasa, M. A. Improved complete ensemble EMD: a suitable tool for biomedical signal processing / M. A. Colominasa, G. Schlotthauera, M. E. Torres // Biomed. Signal Proces. – 2014. – Vol. 14. – P. 19–29.
3. Алимуратов, А. К. Способ обнаружения психоэмоционального расстройства человека на основе декомпозиции на эмпирические моды и формантного анализа речевых сигналов / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков, П. П. Чураков // Вестник Пензенского государственного университета. – 2019. – № 2 (26). – С. 69–80.

Е. Е. Ярославкина, П. К. Ланге, В. В. Муратова

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

МЕТОДЫ ОПЕРАТИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУД НЕЧЕТНЫХ ГАРМОНИК НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

1. Введение.

В настоящее время все большее внимание уделяется системам измерения различных параметров промышленных электрических сетей. Для оптимального управления системами электропитания, а также средствами защиты необходимо измерять мгновенные и интегральные значения напряжений и токов гармонической формы в цепях электропитания мощных электроустановок, а также гармонических составляющих этих параметров [1–4].

В электрической системе, содержащей гармонические сигналы напряжения и тока на фиксированной частоте, измерение активной и реактивной мощностей является простым и может быть выполнено с использованием различных существующих методов без ошибок. Однако энергия, содержащаяся в гармониках реальных негармонических сигналов, вызывает ошибки измерения [5].

Методы, имеющие высокое быстродействие (с временем измерения порядка половины периода анализируемого сигнала) позволяют определять лишь мгновенные и интегральные характеристики сигнала (определение среднего или эффективного значения сигнала) [6–7], и не пригодны для определения амплитуд его нечетных гармоник.

Кроме того, при использовании метода гармонического анализа сигнала случайные помехи в цепях питания электрооборудования могут вызвать появление погрешностей определения амплитуд гармоник [8].

2. Постановка задачи.

Для оперативного определения амплитуды 3-й гармоники периодического негармонического сигнала предлагается использовать аппроксимацию его дискретных значений на половине периода сигнала, а затем коэффициенты аппроксимации использовать в методе определения амплитуды его 3-й гармоники с помощью классического интеграла Фурье [9–10].

С целью снижения влияния помехи на точность определения амплитуды гармоники используется сглаживающий цифровой фильтр, определяющий коэффициенты параболы сплайн – аппроксимации дискретных значений анализируемого сигнала.

3. Теоретическая часть

Рассмотрим синусоидальный сигнал, содержащий первую и третью гармоники:

$$x_c(t) = A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(3\omega_1 t + \varphi_3). \quad (1)$$

На рис. 1 изображён график сигнала выражения (1)

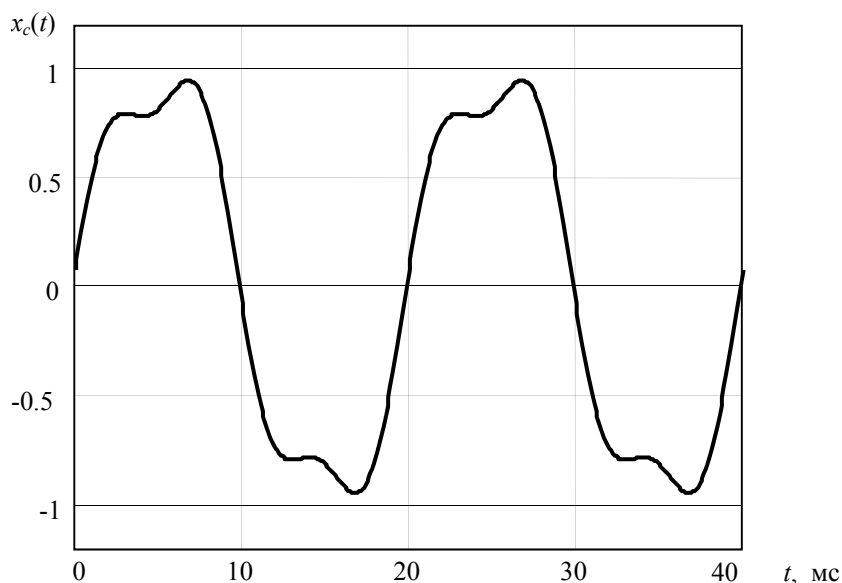


Рис. 1. График сигнала $x_c(t)$ при наличии 3-й гармоники

Одним из наиболее распространенных на практике методов определения амплитуды n -й гармоники периодического сигнала является его Фурье – преобразование.

На основе метода [11], определяющее амплитуду a_n n -й гармоники:

$$|a_n| = \sqrt{a_{ns}^2 + a_{nc}^2}, \quad (2)$$

где a_{ns} , a_{nc} – синусная и косинусная составляющие интеграла Фурье, определяемые выражениями

В том случае, когда сигнал $x_c(t)$ с периодом T_1 (рис. 1) имеет симметричную форму, можно использовать интегрирование в пределах $0 \dots T/2$, и при определении амплитуды 3-й гармоники они принимают вид

$$a_{ns} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_c(t) \cdot \sin(3\omega_1 t) dt, \quad a_{nc} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_c(t) \cdot \cos(3\omega_1 t) dt. \quad (3)$$

Если сигнал представлен дискретными значениями, то в этом выражении интеграл заменяется суммированием.

Основу выражений (3) составляет интегральный член вида

$$S_d = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_c(t) f_1(t) dt, \quad (4)$$

где $f_1(t)$ – гармоническая функция (функция $\sin$ или $\cos$).

Рассмотрим возможность определения члена S_d при использовании аппроксимирующей функции

$$f_c(t) \approx x_c(t),$$

дающей возможность определения значений сигнала внутри интервалов дискретизации.

Для аппроксимации сигнала часто используются сплайн – функции, представляющие собой гладкие кривые, «сшитые» на границах участков аппроксимации вместе со своими несколькими производными. Коэффициенты параболических и кубических сплайн – аппроксимирующих функций определены в [12–13].

В этом случае на n -м участке дискретизации сигнал аппроксимируется параболой

$$f_{2c}(t) = a_2[n]t^2 + a_1[n]t + a_0[n], \quad (7)$$

а на периоде $(0 \dots T/2)$ сигнал $x_c(t)$ при m числе участков дискретизации аппроксимируется функцией

$$y_{p5}(t) = \sum_{n=0}^m \left[a_2[n] \cdot (t - n \cdot t_d)^2 + a_1[n] \cdot (t - n \cdot t_d) + a_0[n] \right] \text{ при } n \cdot t_d < t \leq (n+1) \cdot t_d, \quad (8)$$

где m – число участков дискретизации сигнала на интервале $(0 \dots T/2)$.

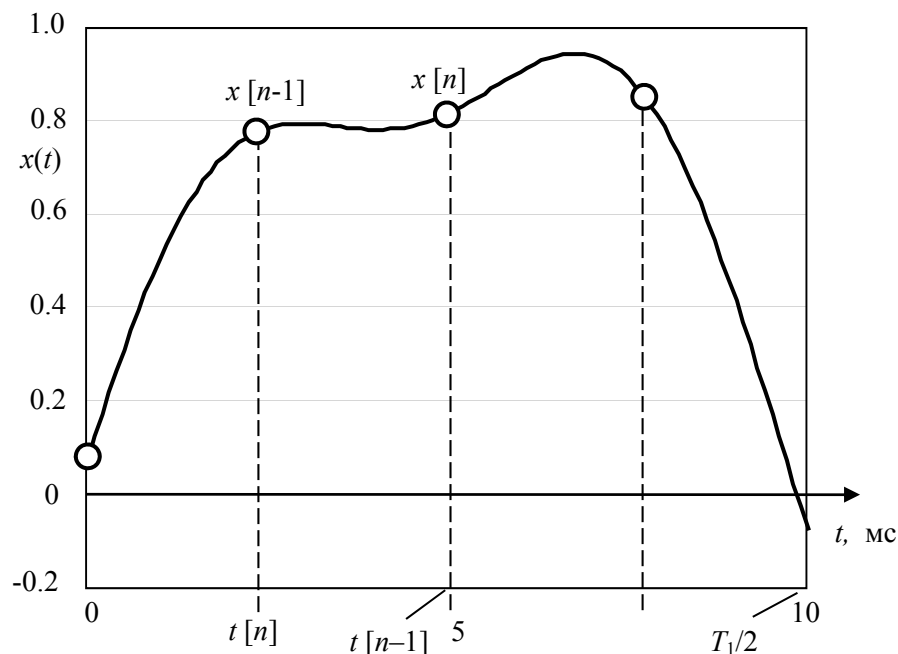


Рис. 2. Дискретизация сигнала $x(t)$ при 4 интервалах на половине периода.

Сплайн – аппроксимация сигнала (1) на интервале $(0...T/2)$ при 10 участках аппроксимации ($m = 10$) представлена на рис. 3.

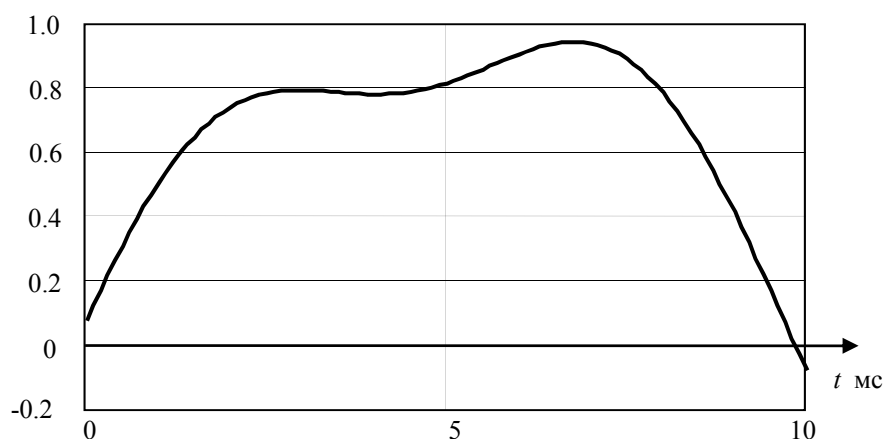


Рис. 3. Сплайн – аппроксимация дискретных значений сигнала (1) при 10 участках дискретизации ($m=10$).

График относительной погрешности аппроксимации такого сигнала представлен на рис. 4.

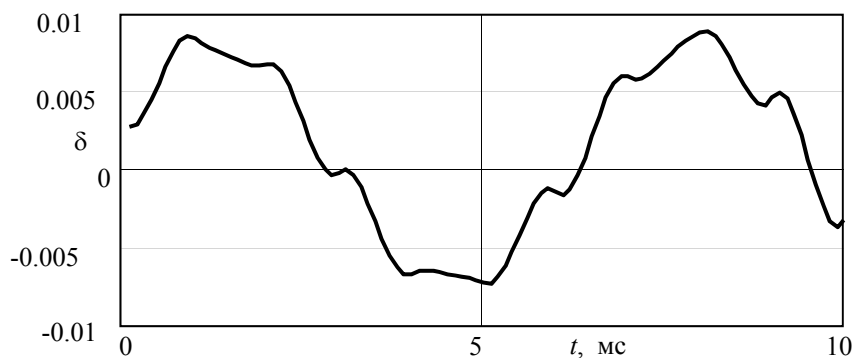


Рис. 4. График погрешности сплайн – аппроксимации дискретных значений сигнала (1)

Как видно из рассмотрения этого графика, относительная погрешность сплайн – аппроксимации дискретных значений $x[n]$ сигнала (1) не превышает 1 %.

Определим амплитуду 3-й гармоники сигнала $x_c(t)$ с помощью выражения

$$\bar{a}_3 = \sqrt{a_{3s}^2 + a_{3c}^2}, \quad (19)$$

аналогичного (2).

Эта амплитуда равна $\bar{a}_3 = 0.185$ и отличается от истинного значения $a_3 = 0.2$, что объясняется наличием погрешности сплайн - аппроксимации временных функций синуса и косинуса. Для того, чтобы компенсировать соответствующую погрешность определения амплитуды 3-й гармоники, значение $\bar{a}_3$ следует умножить на поправочный коэффициент

$$k_3 = \frac{a_3}{\bar{a}_3} = 1.081.$$

Анализ показал, что коэффициент k_3 не зависит ни от амплитуды A_3 3-й гармоники сигнала $x_c(t)$ (1), ни от ее фазы φ_3 .

Таким образом, описанный метод сплайн – аппроксимации функций, входящих в интеграл Фурье, использует выражение

$$a_3 = k_3 \cdot \sqrt{a_{3s}^2 + a_{3c}^2}$$

и позволяет определить амплитуду 3-й гармоники сигнала без методической погрешности.

Таким образом, коэффициент k_3 зависит только от числа m дискретных участков на половине периода анализируемого сигнала, и при увеличении m этот коэффициент приближается к 1 в связи с уменьшением погрешности аппроксимации функций в (3).

3. Заключение

Задача определения в анализируемом симметричном сигнале нечетной гармоники, может быть решена при использовании сплайн – аппроксимации его дискретных значений половины периода. Полученные коэффициенты сплайн аппроксимации сигнала, а также синусной и косинусной функций его гармоники используются в интеграле Фурье, с помощью которого определяется значение 3-й гармоники анализируемого сигнала. При этом достаточно малая погрешность определения гармоники достигается при использовании небольшого числа дискретных значений (8...10) сигнала. Описанный метод отличается оперативностью, поскольку поставленная задача решается после обработки дискретных значений сигнала на интервале его половины периода.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 18-08-00253, 16-08-00252).

Библиографический список

1. IEEE Standard 1459–2000 (2003). IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions. – The Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc., New York, 2003.
2. EN 50160–2010 Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks. – URL: energometika.ru
3. IEC 61000-4-30: 2008. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4–30: Testing and measurement techniques Power quality measurement methods. – URL: allgosts.ru
4. Ferrero, A. Harmonic power flow analysis for the measurement of the electric power quality / A. Ferrero, L. Cristaldi // IEEE transactions on instrumentation and measurement. – 1995. – Vol. 60, № 3. – P. 683–685.
5. Karandaev, A. S. Methods of Multi-Parameter Diagnostics of Electric Equipment Condition Within On-Line Monitoring Systems / A. S. Karandaev, I. M. Yachikov, V. R. Khramshin // Procedia Engineering. – 2016. – № 150. – P. 32–38.
6. Ланге, П. К. Оперативное измерение эффективных значений напряжения и тока в цепях промышленного электрооборудования / П. К. Ланге, В. Н. Якимов, Е. Е. Ярославкина, Е. Г. Кожевникова // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2019. – № 5. – С. 1–8.
7. Ланге, П. К. Методы оперативного определения интегральных характеристик периодического сигнала по измерению его мгновенных значений / П. К. Ланге, Е. Е. Ярославкина, В. В. Муратова // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XXI Междунар. конф. : в 2 т. – Самара : СамГТУ, 2019. – Т. 2. – С. 149–152.
8. Якимов, В. Н. Высокопроизводительный цифровой алгоритм вычисления оценки гармонического спектра сложных сигналов / В. Н. Якимов, В. И. Батищев, В. А. Акулов, А. В. Машков // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XXI Междунар. конф. : в 2 т. / под ред. С. А. Никитова, Д. Е. Быкова, С. Ю. Боровика, Ю. Э. Плешивцевой. – Самара, 2019. – С. 178–182.

9. Zhang, F. The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system / F. Zhang, Z. Geng, W. Yuan // IEEE Trans. Power Del. – 2001. – Vol. 16, № 2. – Apr. – P. 160–164.
10. Lin, H. C. Enhanced FFT-based parametric algorithm for simultaneous multiple harmonics analysis / H. C. Lin, C. S. Lee // Proc. Inst. Elect. Eng., Gen. Transm. Distrib. – 2001. – Vol. 148. – May. – P. 209–214.
11. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – 11-е изд., перераб. и доп. – Москва : Гардарики, 2007. – 638 с.
12. Ланге, П. К. Аппроксимационные методы и средства обработки измерительных сигналов / П. К. Ланге, Е. Е. Ярославкина. – Дюссельдорф, 2017. – 236 с.
13. Ланге, П. К. Сплайн-аппроксимация дискретных значений сигналов с применением методов цифровой фильтрации / П. К. Ланге // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Физико-математические науки. – Самара : Изд-во Самар. гос. техн. ун-та, 2003. – Вып. 19. – С. 134–138.

Е. О. Конкина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ГРАНУЛОМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НЕОДНОРОДНОСТИ ПРОСВЕТА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА

Введение

Современное состояние отечественной целлюлозно-бумажной промышленности характеризуется большим количеством предприятий небольшой мощности, оснащенных устаревшим оборудованием. На многих предприятиях используются энергоемкие и экологически устаревшие технологии с высоким потреблением сырья, энергоресурсов, химикатов и воды. В связи с ситуацией в отрасли важное значение для предприятий ЦБК имеет модернизация существующего оборудования и повышение качества продукции.

Однородность просвета – одна из наиболее значимых потребительских характеристик бумаги, в частности, писчей. Неравномерность просвета бумаги влияет на такие показатели качества бумаги, как прочностные характеристики, разрывная способность, печатные свойства, эстетические показатели.

1. Цифровая обработка и гранулометрический анализ неравномерностей просвета

Развитие измерительной техники позволило разработать технические средства для оценки величины просвета. Наиболее часто используются оптические методы, сущность которых заключается в фиксировании фотометрических колебаний светопропускаемости бумаги. Недостаток этих методов в том, что численные величины светопропускаемости зависят не только от расположения волокон в бумаге, но и от красящих компонентов, которые из-за неравномерного расположения в бумаге могут внести некоторую погрешность в результаты измерений.

Анализ бумажного полотна при проходящем свете показал существенное различие степени неоднородностей просвета образцов бумаги разного сорта. В связи с этим, представляется необходимым разработка алгоритма анализа просвета бумажного полотна свободного от этого недостатка. С этой целью были получены цифровые изображения просвета бумажного полотна разных сортов бумаги.

Далее анализ этих изображений осуществлялся с применением методов гранулометрии. Гранулометрия – это гранулометрический анализ, механический анализ, совокупность приёмов определения гранулометрического состава рыхлых горных пород, почв и искусственных материалов. Области применения гранулометрии довольно обширны: медицина, фармацевтика, металлургическая промышленность и др. Методы определения размеров рассыпанных объектов на изображении составляют важную часть гранулометрии.

Принцип пространственной грануляции удобно реализовывать с использованием грассманновых элементов различной размерности. В декартовых координатах объект представляется в виде иерархического множества типовых грассманновых элементов в пространстве размерности n , каждый из которых задан с помощью $n + 1$ параметра:

$$G_n = \begin{pmatrix} x_1^1 x_2^1 \dots x_n^1 & 1 \\ x_1^2 x_2^2 \dots x_n^2 & 1 \\ \vdots & 1 \\ x_1^n x_2^n \dots x_n^n & 1 \\ x_1^{n+1} x_2^{n+1} \dots x_n^{n+1} & 1 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

при этом параметрами являются координаты вершин элемента x_j^{i+1} , $i = 1 \dots n, j = 1 \dots (n + 1)$.

Таким образом, структура грассманнова элемента кодируется с помощью матрицы (1), а его геометрические параметры – с помощью значений элементов этой матрицы. Подобные модели могут применяться для задач различной размерности и с различной геометрией, определяемой выбором системы координат [1].

При решении задач гранулометрии результат измерения интенсивностей элементов исследуемого изображения представляется в виде функции, которая иногда называется площадью поверхности изображения. Каждому объекту изображения присваиваются определенные параметры, основной из которых – размер. На основании этих параметров производится построение гистограммы распределения объектов по определенным признакам. Вторым параметром, на основании которого осуществляется распределение, является интенсивность (яркость) объектов изображения [2].

На практике часто приходится сталкиваться с многомодальными распределениями. Практический опыт решения подобных задач позволил использовать для описания распределений частиц по размерам ряды, составленные на основе метода Розина-Раммлера-Беннета, который нашел наибольшее применение для аналитического описания гранулометрического состава материалов.

Дифференциальная функция в данном случае принимает вид

$$F_L(x) = A_L x^{-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln \frac{x}{\xi}}{\sigma} \right)^2 \right], \quad (2)$$

где A_L – постоянная нормировки; ξ – медиана; σ – дисперсия распределения.

Интегральная форма функции накопления описывается формулой

$$P_1 = \int_0^\delta f(\delta) d\delta. \quad (3)$$

Общий вид минимизируемого функционала

$$P_v = \int_\delta^\infty f(\delta) d\delta + \frac{t}{b} \int_0^\delta \delta^2 f(\delta) d\delta. [3] \quad (4)$$

В связи с вышесказанным, представляется целесообразным применение методов гранулометрии для оценки степени флокуляции структуры бумажного полотна.

2. Разработка алгоритма гранулометрического анализа бумаги и обработка полученных результатов

Алгоритм гранулометрического анализа включает шесть этапов:

1. Считывается изображение.
2. Определение матрицы для вычисления площади поверхности.
3. Представление результата измерения интенсивностей элементов исследуемого изображения в виде функции, привязанной к размерам исходного изображения.
4. Построение гистограммы распределения объектов на основе размера элементов изображения (площадь поверхности изображения).
5. Получение распределения объектов изображения, характеризующее графиком первой производной.
6. Определение размеров и количества флоккул.

Для получения изображений неравномерностей бумажного полотна на просвет, были выбраны три сорта бумаги с разным уровнем сорности и флокуляции в структуре: для офисной техники, писчая, обёрточная (рис. 1).



Рис. 1. Образцы бумаги: офисная, писчая, обёрточная

Дополнительно в качестве эталонна была смоделирована поверхность с отсутствием флокуляции.

Обработка белого листа с идеальной структурой показала (эталонный образец), что график площади поверхности изображения является прямой линией, что отображает отсутствие флоккул в структуре бумаги (рис. 2).

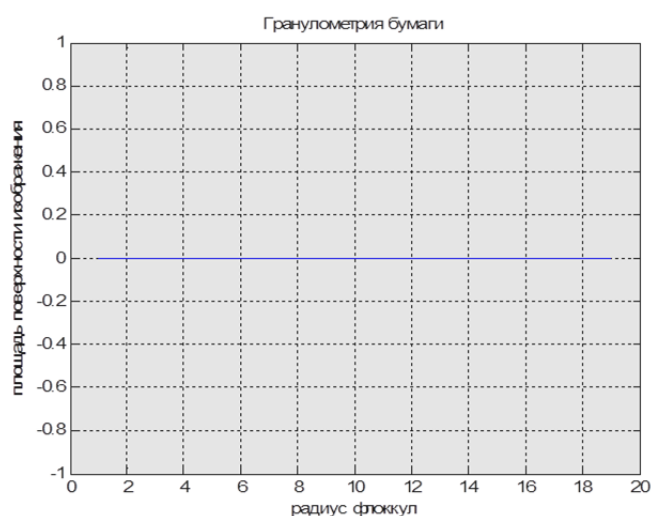


Рис. 2. Площадь поверхности эталонного образца, как функция радиуса структурообразующего элемента

Результат обработки структуры бумаги для офисной техники представлен на рис. 3:

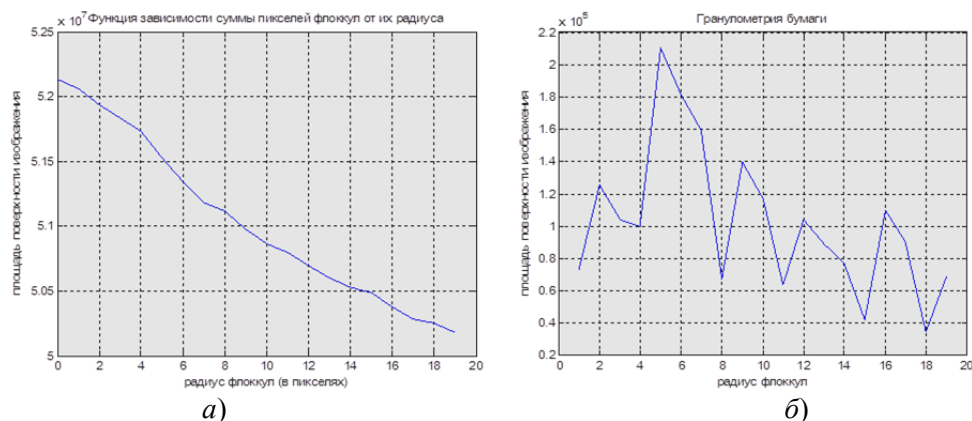


Рис. 3. Результат обработки структуры бумаги для офисной техники:
функция зависимости суммы пикселей флокул от их радиуса (а);
график первой производной функции зависимости флокул от их радиуса (б)

Рисунок 4 отображает результаты обработки писчей бумаги.

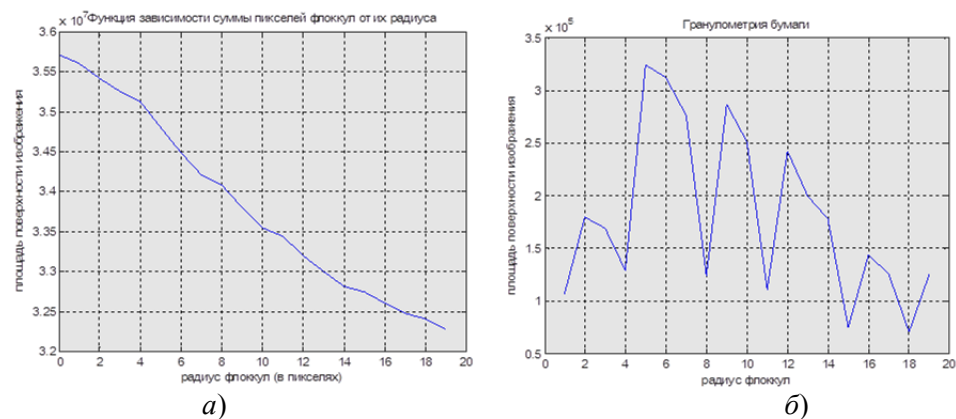


Рис. 4. Результат обработки структуры писчей бумаги:
функция зависимости суммы пикселей флокул от их радиуса (а);
график первой производной функции зависимости флокул от их радиуса (б)

На рис. 5 представлены результаты обработки обёрточной бумаги.

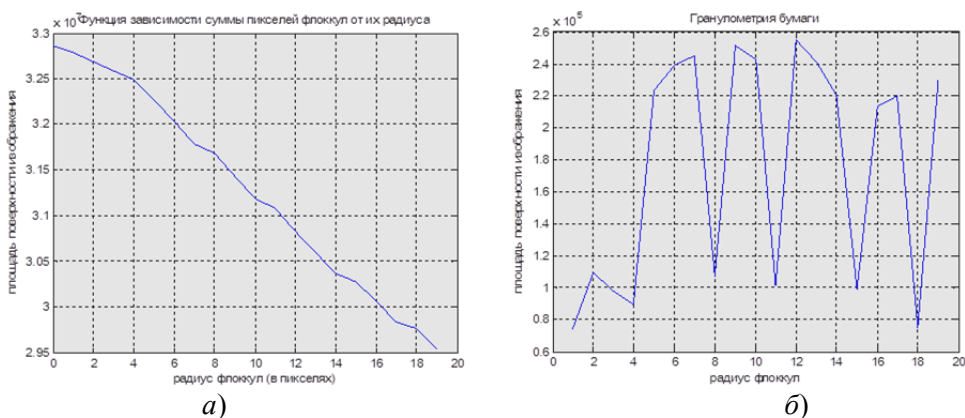


Рис. 5. Результат обработки структуры писчей бумаги:
функция зависимости суммы пикселей флокул от их радиуса (а);
график первой производной функции зависимости флокул от их радиуса (б)

Заключение

Полученные данные показали, что наибольшее количество флоккул содержится в оберточной бумаге, облачность образца офисной бумаги более равномерна и однородна, чем облачность писчей и оберточной бумаги. Результат проделанной работы показал, что использование методов гранулометрии эффективен, позволяет оперативно определить степень неоднородности просвета бумажного полотна, оценить размеры, количество флоккул и не зависит от наличия красящих компонентов в бумаге. По результатам исследования можно сделать вывод о том, что структура бумаги влияет на ее характеристики, следовательно может быть использована для анализа её параметров.

Библиографический список

1. Бутенков, С. А. Математические модели процессов на фрактальных структурах с заданными свойствами на основе методов грануляции / С. А. Бутенков // Известия вузов: ЮФУ. Технические науки. – 2011. – Тематический выпуск. – С. 199–209.
2. Конкина, Е. О. Применение гранулометрии в оценке неравномерности бумаги / Е. О. Конкина, А. Д. Семенов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 19–21 мая 2015 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2015. – Т. 1. – 452 с.
3. Институт дистанционного образования . Теоретическое описание кривых накопления аналитическими зависимостями. – URL: <http://ido.tsu.ru/resources/4/analitzavis.doc>
4. Конкина, Е. О. Применение методов гранулометрии в оценке качества бумажного полотна / Е. О. Конкина // Современное общество, образование и наука : сб. тр. по материалам Междунар. науч.-практ. конф. (31 марта 2015 г.) : в 16 ч. – Тамбов : ООО «Консалтинговая компания Юком», 2015. – Ч. 10. – С. 75–77.

Н. В. Мясникова, С. В. Боряк, М. Г. Мясникова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ВЫДЕЛЕНИЕ БЛИЗКИХ ЧАСТОТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ

В работах [1, 2] авторами уже рассматривались некоторые аспекты создания ультразвуковых систем навигации мобильными роботами для закрытых помещений.

Существует два принципа построения таких систем: приемники стационарны, излучатели мобильны и излучатели стационарны, а приемники мобильны. Первый принцип соответствует инверсной, а второй – неинверсной системе. Обе эти системы могут работать или на одной частоте ультразвукового (УЗ) сигнала или могут одновременно работать излучатели разных частот. Наиболее эффективно использование частотного разделения совместно с неинверсной системой.

В системах с частотным разделением одновременно используется несколько частот, возможно близких, сигналы накладываются друг на друга. Поэтому выделение частотных составляющих и детектирование их начала является большой проблемой, особенно если несколько сигналов близких по частоте накладываются друг на друга.

Очевидно, при такой организации системы навигации следует решать 2 задачи: определять частотный состав УЗ сигнала; обнаруживать «начало» отклика на каждой частоте. По задержке распространения оценивается расстояние до объекта.

Будем рассматривать только параметрические способы спектрального анализа, т. к. при использовании преобразования Фурье для получения большого разрешения необходима большая длина реализации. Но, во-первых, последнее приводит к увеличению трудоемкости анализа, т.е. временных затрат, а во-вторых ограничена длительность сигнала от излучателя.

Из параметрических методов выделим метод Прони [4], который позволяет получить аппроксимацию вида

$$\hat{x}(t) = \sum_{m=1}^p A_m e^{\alpha_m |t|} e^{j(2\pi f_m t + \theta_m)},$$

где $A_m, \alpha_m, f_m, \theta_m$ – параметры колебания (амплитуда колебаний, коэффициент затухания, собственная частота и запаздывание).

Известно, что такую же аппроксимацию можно получить, используя алгоритм частных и разностей (QD-алгоритм – алгоритм Рутисхаузера) [5].

Авторами было проведено сравнение этих двух алгоритмов по быстродействию и по разрешающей способности. Меньшая трудоемкость метода Рутисхаузера обоснована тем, что в этом методе на каждом этапе алгоритма решается уравнение не выше второго порядка.

В основу метода положен факт, что временному ряду x_i соответствует z -преобразование, заданное в виде функции $f(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x_i}{z^{i+1}}$. По частным временного ряда и разностям этих частных в этом алгоритме последовательно находят полюса, используя z -преобразование ряда x определяемое функцией $f(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x_i}{z^{i+1}}$. Трудоемкость определения полюсов в случае применения метода Рутисхаузера существенно ниже, чем, например, при применении метода Прони.

На рис. 1 приведена диаграмма Бode для модельного сигнала из трех близких составляющих близких частотных составляющих 17.7000, 18.000 и 18.3030 кГц с одинаковыми амплитудами, при этом шаг дискретизации $dt = 0.01$ с. При этом методом Рутисхаузера были выделены частоты 18.2993, 17.7000 и 17.9901 кГц, а методом Прони 18.3604, 17.9526 и 17.6879. Метод Рутисхаузера позволяет выделять и более близкие компоненты, отличающиеся на тысячные доли и, к тому же, обладает более низкой трудоемкостью по сравнению с методами на основе авторегрессионных моделей.

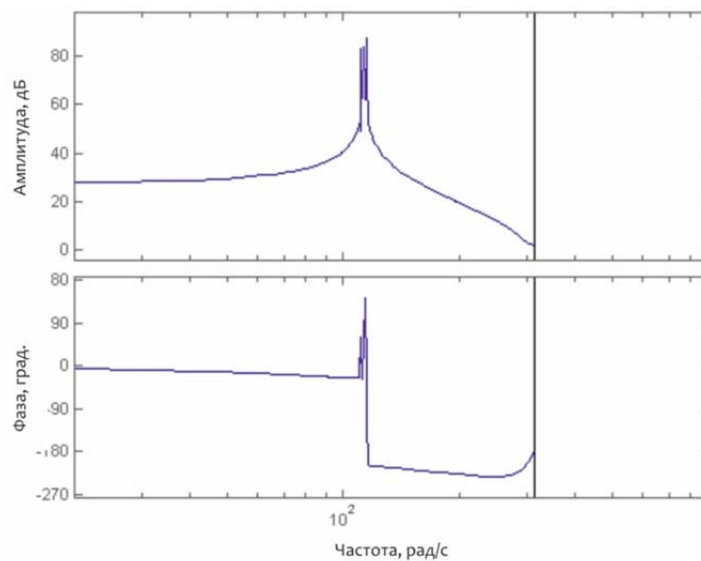


Рис. 1. Разделение близких частот методом Рутисхаузера

Второй этап определения алгоритма (определения амплитуд и фаз) можно и не выполнять. Из выделенных алгоритмом частот выберем те, которые соответствуют диапазону излучателей и вычислим значения кросс-корреляционной функции для определения фазового сдвига – запаздывания отклика, пропорционального расстоянию до объекта локации. Близость максимума нормированной корреляционной функции к «1» указывает на степень сходства «посылки» и отклика. На рис. 2 показан фрагмент УЗ сигнала, а на рис. 3 кросскорреляционная функция сигнала с частотой от излучателя 40 кГц. При этом максимальное значение этой функции близко к единице.

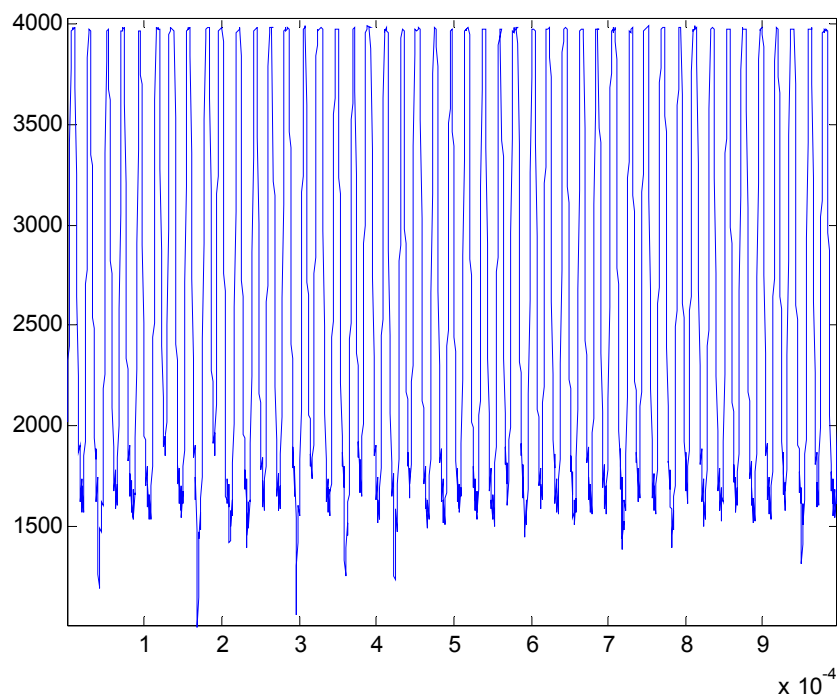


Рис. 2. Фрагмент УЗ сигнала: по оси x – время в с, а по оси y – значения в размерных единицах

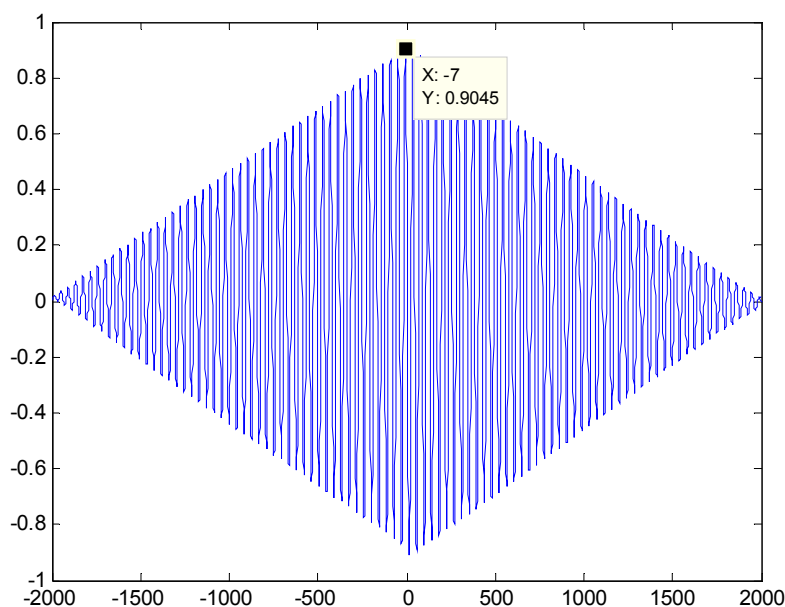


Рис. 3. Нормированная кросскорреляционная функция с сигналом излучателя с частотой 40 кГц

Если излучателей немного, то можно обойтись вычислением нормированной кросскорреляционной функции с каждым источником.

Остановимся еще на одном аспекте – адаптации применения метода Рутисхаузера к шумам, к которым у метода большая чувствительность. Для адаптации метода Рутисхаузера к шумам было предложено применять больший шаг дискретизации с интегрированием по интервалу, но это приводит к сужению частотного диапазона. Другой подход основан на комбинировании метода Прони и Рутисхаузера, который и использовался авторами.

Остановимся еще на одном аспекте – адаптации применения метода Рутисхаузера к шумам, к которым у метода большая чувствительность. Для адаптации метода Рутисхаузера к шумам было предложено применять больший шаг дискретизации с интегрированием по интервалу. Другой подход основан на комбинировании метода Прони и Рутисхаузера, который и использовался авторами.

Вывод. Авторами для решения задачи локации в неинверсных ультразвуковых системах разработан и апробирован математический аппарат на основе метода Рутисхаузера, обеспечивающего разделение близких частотных составляющих.

Библиографический список

1. Ультразвуковой GPS // habr.com. – URL: <https://habr.com/ru/post/451408/> (дата обращения: 07.10.2019).
2. Борjak, С. В. Ультразвуковая система навигации мобильных роботов / С. В. Борjak, Н. В. Мясникова // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза, 2018. – С. 233–235.
3. Мясникова, Н. В. Ультразвуковая система локации объектов / Н. В. Мясникова, С. В. Борjak, Д. С. Пичейкин // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. по материалам XXXIII Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 55-летию образования кафедры «Автоматика и телемеханика» : в 2 т. – Пенза, 2019. – С. 217–219.
4. Marpl, S. Digital Spectral Analysis: With Applications, Prentice Hall, Englewood, Cliffs / S. Marpl. – NJ, 1987. – 584 p.
5. Rutishauser, Von Heinz. Der Quotienten-Differenzen Algorithmus / Von Heinz Rutishauser. – Basel–Stuttgart : Birkhäuser Verl., 1957. – (Mitt. aus dem Inst. für angewandte Mathematik). – URL: rusneb.ru
6. Пат. 2467385 Российская Федерация. Способ и устройство для аппроксимации сигнала / Цыпин Б. В., Бондаренко Л. Н., Дмитриенко А. Г., Мясникова М. Г. – 2012, Бюл. № 32.

Л. А. Долгих

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МНОГОМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ

Параметрические преобразователи датчиков в большинстве случаев описываются многоэлементными схемами замещения, следовательно, их можно рассматривать как многомерные объекты, где каждый измеряемый параметр прямо или косвенно несет информацию либо об измеряемой величине, либо об условиях эксплуатации датчика. Информативный параметр таких датчиков можно рассматривать как представление не только значения отдельного элемента, но и композиций этих элементов в различных сочетаниях, что приводит к необходимости косвенного или совокупного измерения.

Повышение точности подобных измерений методом фазового разделения каналов предполагает использование полигармонических тестовых сигналов, где количество гармоник определяется числом одновременно преобразуемых параметров датчиков.

Преобразование параметров объектов в измерительной цепи с фазовым разделением каналов подробно рассмотрено в [1]. Разделение каналов преобразования параметров рабочего и образцового элементов параметрического преобразователя датчика осуществляется напряжениями тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$, причем рабочий и опорный элементы датчика подключены кабелем связи к усилителю Y , являющемуся составной частью активного преобразователя (АП), приведенного на рис. 1.



Рис. 1. Активный преобразователь измерительной цепи датчика

Функции, описывающие напряжения тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$, образуют систему базисных функций измерительной цепи, которая в общем случае имеет вид [2]:

$$\begin{cases} U_1(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{1i} \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t), \\ U_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{2i} \cdot \sin[i \cdot (\omega \cdot t + \varphi_0)]. \end{cases} \quad (1)$$

где $U_{1i}(t)$ и $U_{2i}(t)$ – i -е гармонические составляющие функций базисной системы измерительной цепи, U_{1i} и U_{2i} – амплитуды i -х гармонических составляющих функций базисной системы измерительной цепи, φ_0 – координатный угол базисной системы измерительной цепи.

Выходное напряжение активного преобразователя $U(t)$ описывается выражением:

$$U(t) = (U_1(t) \cdot K_1 + U_2(t) \cdot K_2) (1 + \gamma_m) \quad (2)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты передачи преобразования параметров рабочего и опорного элементов параметрического преобразователя датчика, соответственно; γ_m – погрешность преобразования пассивных величин в активную величину.

Из выражения (1) следует, что функции базисной системы ИЦ состоят из элементарных функций $\{\sin(i\omega t), \sin(i\omega t + i\varphi)\}$, причем $U_1(t)$ содержит только составляющие $\sin(i \cdot \omega \cdot t)$, а $U_2(t)$ – только $\sin(i \cdot \omega \cdot t + i \cdot \varphi)$. Множеству данных элементарных функций в векторном пространстве соответствует базис $E = \{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \dots, \mathbf{e}_{2n}\}$, где

$$\mathbf{e}_i = \begin{cases} \sin(i \cdot \omega \cdot t), & i = 1, 3, 5, \dots, 2 \cdot n - 1, \\ \sin(i \cdot (\omega \cdot t + \varphi_0)), & i = 2, 4, 6, \dots, 2 \cdot n. \end{cases} \quad (3)$$

В результате этого напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ представляют собой совокупность тест-сигналов на каждой из входящих в них частоте и, следовательно, выходное напряжение активного преобразователя состоит из суммы результатов преобразований (напряжений $U_i(t)$) на каждой из частот базисной системы. Принцип измерения параметров многомерных объектов в измерительных цепях с фазовым разделением каналов [3] заключается в разделении выходного напряжения активного преобразователя $U(t)$ на напряжения $U_i(t)$ с последующим разложением на составляющие в базисе соответствующей $U_i(t)$ частоте, что позволяет определить коэффициенты K_1 и K_2 , пропорциональные либо непосредственно измеряемым параметрам датчика, либо их совокупности и параметру образцового элемента.

Задача определения параметров составляющих $U_i(t)$ в базисе соответствующих им частот может быть решена программно путем использования микроконтроллера. Схема измерительной цепи для случая фазового разделения каналов с учетом использования микроконтроллера показана на рис. 2.

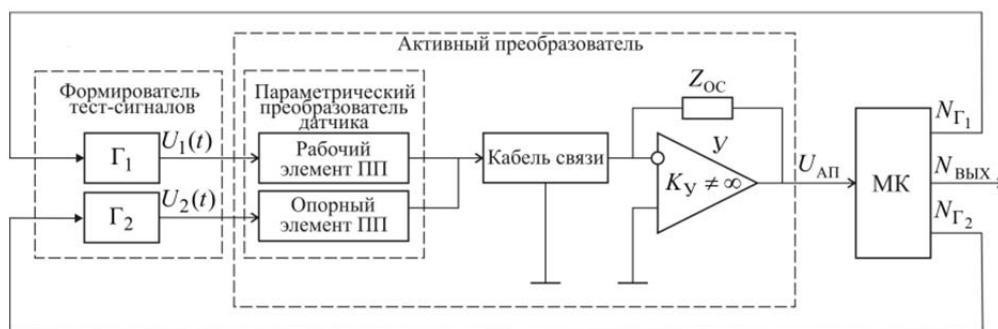


Рис. 2. Структурная схема измерительной цепи

Формирователь тест-сигналов, состоящий из генераторов Γ_1 и Γ_2 , под управлением сигналов с микроконтроллера МК N_{Γ_1} и N_{Γ_2} формирует тест-сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$, которые подаются на рабочий и опорный элементы ПП датчика, подключенные одновременно кабелем к усилителю $У$, являющемуся составной частью АП. Выходное напряжение АП поступает на МК, где происходит оценивание параметров составляющих и формируется выходной сигнал ИЦ $N_{\text{ВЫХ}}$, пропорциональный информативному параметру.

Задача оценивания параметров синусоидального сигнала, решаемая с помощью МК, хорошо известна [4]. Классическим подходом к решению этой проблемы является использование преобразования Фурье. Однако данный метод имеет известную проблему, связанную с ограничением времени наблюдения сигнала и приводящую к эффекту «окна» и растеканию спектра, что в свою очередь ведет к искажению информации о параметрах сигнала. Кроме того, алгоритм преобразования Фурье предполагает использование большого количества отсчетов исследуемого сигнала, что выдвигает дополнительные требования к памяти МК. Использование параметрических методов анализа сигналов позволит решить эти проблемы.

Для оценивания параметров тестовых сигналов предлагается использовать метод Прони, представляющий анализируемые сигналы в виде линейной комбинации экспоненциальных функций [5]. Определение всех параметров комплексных экспонент выполняется в два этапа. На первом шаге находятся полюсы z_k , которые в дальнейшем используются при определении значений частот и коэффициентов затухания. На втором шаге оцениваются значения амплитуд и фаз анализируемого сигнала. В случае оценивания параметров тестовых сигналов процедура оценивания параметров упрощается, т.к. количество комплексных экспонент, их частоты и затухания известны. В результате

определение значений амплитуд и фаз тестовых сигналов сводится к решению системы линейных уравнений.

Средства измерения определяют два основных источника погрешности, возникающей при оценке параметров тестовых сигналов: интервал дискретизации Δt и разрядность АЦП.

Значение максимального интервала дискретизации для метода Прони $\Delta t_{\max}$ ограничено теоремой Котельникова. В тоже время отмечается, что при больших значениях частоты дискретизации метод Прони показывает не точные результаты. В [6] гарантируется точность результатов метода Прони при 2–3-х кратном увеличении минимальной частоты дискретизации.

Для оценки границ погрешности определения амплитуд и фаз гармоник было проведено моделирование, для чего были сформированы группы тест-сигналов. Каждая группа содержала разное количество базисных функций (2, 4, 6 и 8). Частота дискретизации в процессе моделирования менялась в интервале $[f_s, 6 \cdot f_s]$, где f_s -частота Найквиста. Для каждого значения частоты рассчитывались значения погрешности определения амплитуды и фазового сдвига. На рис. 3 показана графическая интерпретация результатов моделирования оценки погрешности определения амплитуд (рис. 3,а) и фазового сдвига (рис. 3,б) гармоник в зависимости от частоты дискретизации.

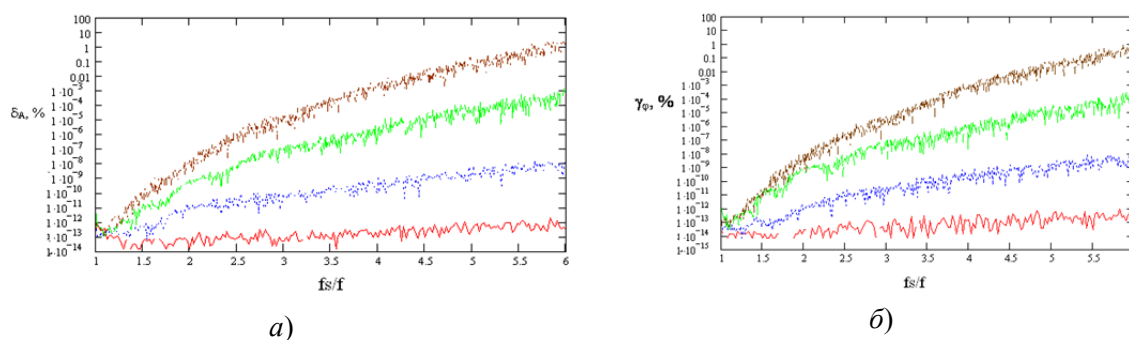


Рис. 3. Зависимость погрешности оценки параметров гармоник от частоты дискретизации

По оси абсцисс отложено отношение текущей частоты дискретизации к частоте Найквиста, значения погрешностей отображены в логарифмическом масштабе. Нижний график на каждом рисунке соответствует 2-м гармоникам, второй снизу – 4-м, второй сверху – 6-и и верхний график – 8-и.

Для оценки погрешности определения амплитуд и фаз в зависимости от разрядности АЦП использовались те же наборы тест-сигналов что и ранее. Диапазон изменения разрядов АЦП задавался в интервале от 6 до 20 разрядов.

На рис. 4 показаны результаты моделирования оценки погрешности определения амплитуд (рис. 4,а) и фаз (рис. 4,б) гармоник в зависимости от разрядности АЦП.

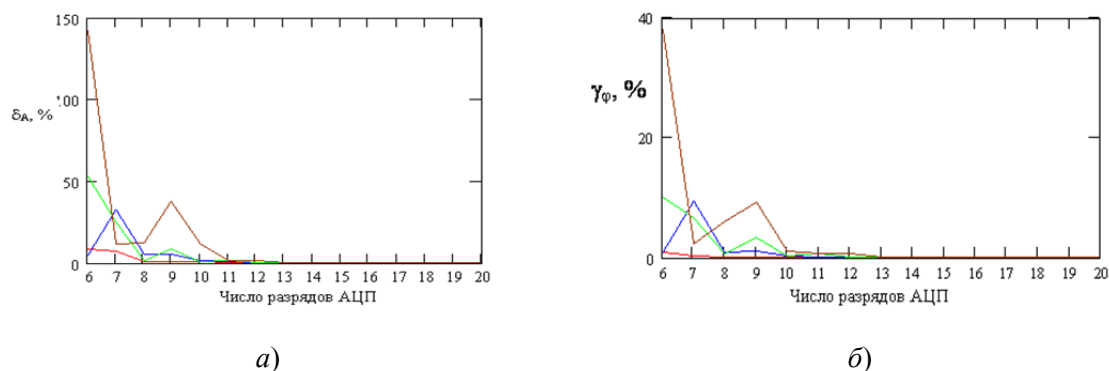


Рис. 4. Зависимость погрешности оценки параметров гармоник от разрядности АЦП

Результаты моделирования показывают, что количество составляющих в тест-сигналах сильно влияет на величину погрешности: чем больше количество составляющих, тем больше величина погрешности. При частоте дискретизации равной $6 \cdot f_s$ погрешность определения амплитуды для набора, содержащего 8 составляющих не превышает 1 %, при этом наибольшую погрешность вносят низкочастотные гармоники. Изменение базовой частоты ω и фазового сдвига φ_0 не приводят к превышению полученной границы погрешности в 1 %. Что касается разрядности АЦП, то хорошо видно, что погрешность квантования перестает быть значимой при использовании АЦП с разрядностью более 10.

Библиографический список

1. Арбузов, В. П. Структурные методы повышения точности измерительных цепей ёмкостных и индуктивных датчиков : монография / В. П. Арбузов. – Пенза : Инф.-изд. центр Пенз. гос. ун-та, 2008. – 230 с.
2. Арбузов, В. П. Система базисных функций измерительной цепи датчика с временным разделением каналов / В. П. Арбузов, М. А. Мишина // Измерительная техника. – 2012. – № 9. – С. 11–15.
3. Арбузов, В. П. Применение фазового разделения каналов измерительных цепей для измерений параметров многомерных объектов / В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Водовскова // Метрология. – 2014. – № 4. – С. 3–13.
4. Пыркин, А. А. Оценивание параметров полигармонического сигнала / А. А. Пыркин, А. А. Бобцов, А. А. Ведяков, С. А. Колюбин // Автоматика и телемеханика. – 2015. – № 8. – С. 94–114.
5. Марпл, С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл. – Москва : Мир, 1990. – 584 с.
6. Bushuev, O. Choosing an optimal sampling rate to improve the performance of signal analysis by Prony's method / O. Bushuev // Proceedings of the 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). – Prague, Czech Republic, 2012. – July 3–4. – URL: eneff.susu.ru

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

**Т. О. Зинченко¹, Е. А. Печерская¹, В. И. Кондрашин²,
П. В. Булкин³**

¹Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

²ЦМИТ «Парадигма», г. Пенза, Россия

³Ecole polytechnique, Palaiseau, France

МЕТОД СПРЕЙ-ПИРОЛИЗА ДЛЯ СИНТЕЗА ПРОЗРАЧНЫХ ПРОВОДЯЩИХ ОКСИДОВ

Для получения тонкопленочных структур существует множество методов. Выбор конкретного метода зависит от таких факторов, как:

- материал, подлежащий нанесению;
- характер подложки, на которую должна быть нанесена пленка;
- требуемая толщина пленки;
- предполагаемая структура пленки;
- применение тонкой пленки.

Выбранный метод может сильно повлиять на структурные и, следовательно, физические свойства; правильный выбор метода имеет первостепенное значение. Методы разделяют на 2 основных вида: основанные на физических или химических преобразованиях.

Некоторые из методов нашли наибольшее применение и используются на производстве, к примеру метод магнетронного распыления или химическое осаждение из газовой фазы. В лабораторных условиях очень распространен метод спрей-пиролиза или пиролиза аэрозолей [1]. Возможности метода в промышленных масштабах до конца не изучены, но в лабораторных условиях покрытия получают должного качества. Именно поэтому он требует особого внимания [2].

Метод спрей-пиролиза или пиролиза аэрозолей один из химических методов получения тонкопленочных структур различных видов. Раствор для распыления включает в себя обычно водную основу и растворимые соли компонентов желаемого материала, который будет основой тонкой пленки. Спрей-пиролиз в течение многих лет широко использовался для создания прозрачных проводящих оксидных пленок [3].

Метод пиролиза аэрозолей основан на пиролитическом разложении металлического соединения, растворенного в жидкой смеси, на предварительно нагретой подложке. Другие летучие побочные продукты и растворители выбрасываются в паровой фазе. Размеры капель распыляемого раствора зависят от геометрии распыляющего сопла и давления газа-носителя.

Помимо простоты, технология пиролизного распыления имеет ряд преимуществ. Спрей пиролиз – это простой и недорогой метод получения полупроводниковых тонких пленок. Он обладает способностью производить пленки с высокой площадью и высокой степенью однородности [4, 5]. При этом процесс внедрения примеси довольно прост; просто изменяя ее концентрацию в растворе, можно варьировать процент легирования

в образце. Изменяя состав распыляемого раствора во время процесса распыления, его можно использовать для получения слоистых пленок и пленок, имеющих градиенты состава по всей толщине. Спрей – пиролиз не требует вакуума на любой стадии, что является большим преимуществом, если технологическую установку необходимо увеличить для промышленного применения. Скорость осаждения и толщину пленок можно легко контролировать в широких пределах, путем изменения параметров распыления [6, 7].

Основное преимущество этого метода работа при умеренной температуре (100–500 °С) и возможность производить пленки на менее прочных материалах.

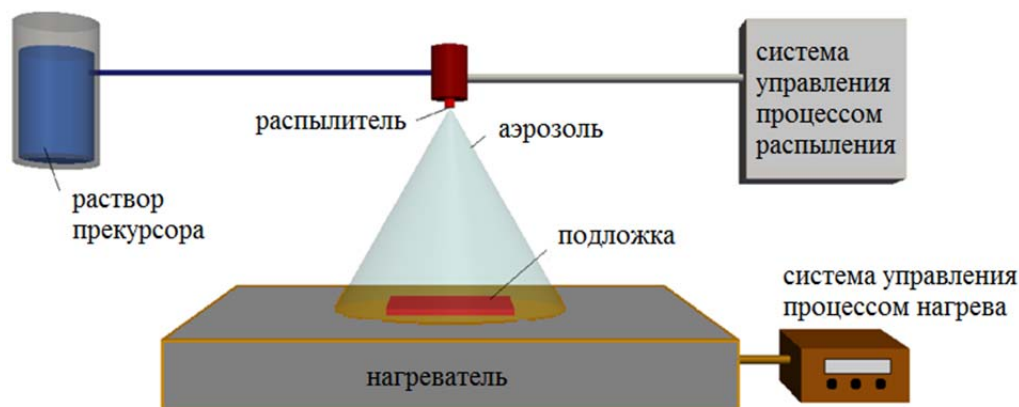


Рис. 4. Реализация метода спрей – пиролиза

Из-за простоты установки и хорошей производительности этого метода в широких масштабах спрей-пиролиз является наиболее привлекательным способом получения тонких пленок оксидов металлов группы I-VI, II-VI, III-VI, IV-VI, V-VI, VIII-VI, бинарные халькогениды группы II-II-VI, II-III-VI, II-VI-VI и V-II-VI тернарные халькогениды [8]. В последнее время химический спрей-пиролиз также успешно применяется для образования сверхпроводящих оксидных пленок.

Благодаря химической универсальности пиролиза аэрозолей метод позволяет получать многокомпонентные, неокисные и композиционные порошки, синтезированные как пористые или наночастицы. Таким образом, процесс пиролизного распыления дает много возможностей для синтеза вышеуказанных компонентов.

Прекурсор: выбор прекурсора играет жизненно важную роль в образовании тонкой пленки различных соединений. Можно использовать истинные растворы, коллоидные дисперсии, эмульсии и золи как прекурсор аэрозолей. Водные растворы обычно используются из-за безопасной обработки, низкой стоимости и доступности широкого спектра водорастворимых солей металлов. Растворяемое вещество должно обладать высокой растворимостью.

Распыление: для распыления раствора используют различные виды распылителей, включая пневматические, ультразвуковые и электростатические. Они отличаются друг от друга размером капель, скоростью распыления и соответственно скоростью пиролиза. Когда распыляемый раствор покидает распылитель скорость его крайне важна, поскольку она время пребывания капель в воздухе во время распыления. Размер капель с пневматическими распылителями уменьшается при увеличении разности давлений. Для ультразвукового распылителя размер капель зависит от плотности раствора, его вязкости и поверхностного натяжения.

Пиролиз: пиролитическое разложение состоит из следующих стадий: испарение растворителя с поверхности капли, диффузия паров растворителя в каплю, изменение температуры капли и диффузия растворенного вещества в направлении центра капли. Перечисленные показатели играют важную роль в стехиометрии пленки [9].

Факторы, влияющие на рост частиц и в конечном итоге на тонкопленочную структуру:

- испарение растворителя с поверхности капель;
- испарение из капель раствора;
- температура капель раствора;
- диффузия вещества к центру капли.

Различные стадии во время пиролиза аэрозолей:

- распыление водного раствора;
- испарение растворителя;
- образование осадка;
- пиролиз осадка;
- зарождение и рост тонкой пленки;
- образование сплошного тонкого слоя на подложке [10].

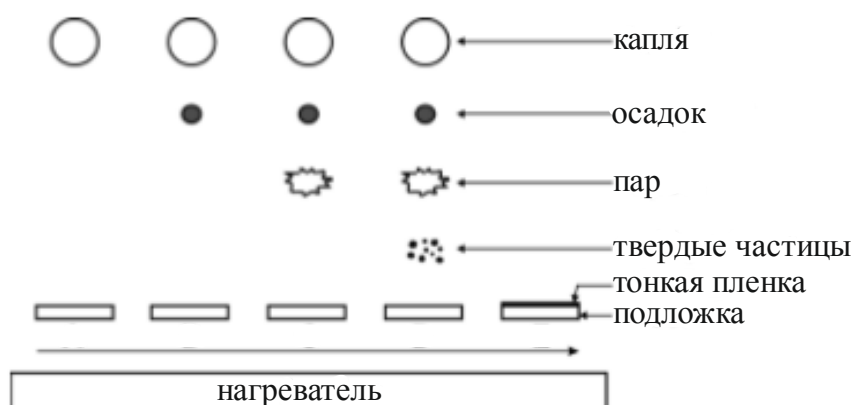


Рис. 5. Этапы получения тонкой пленки методом пиролиза аэрозолей

Библиографический список

1. Ngan, P. H. Nh Preparation of the transparent conductive ZnO nano material by means of pulsed spray pyrolysis / P. H. Ngan, N. Q. Tien, D. T. Dat, P. Van // Journal of the Korean Physical Society. – 2008. – № 52. – P. 1594–1597.
2. Improvement of inverted organic solar cells using acetic acid as an additive for ZnO layer processing / B. C. Jiao, X. D. Zhang, C. C. Wei, J. Sun, Q. Huang, Y. Zhao // Journal of Renewable and Sustainable Energy Thin Solid Films. – 2011. – № 520. – 1323 p.
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. молодеж. науч. шк.-семинара. – Ульяновск, 2016. – С. 175–176.
4. Зинченко, Т. О. Анализ методов получения прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.- практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.) / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – 258 с.
5. Синтез и свойства нанокристаллических пленок диоксида олова, полученных методом пиролиза аэрозолей / Р. М. Печерская, Е. А. Печерская, А. М. Метальников, В. И. Кондрашин, В. А. Соловьев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 4 (24). – С. 237–241.
6. Ракша, С. В. Функциональные материалы для сенсibilизированных красителем солнечных элементов / С. В. Ракша, В. И. Кондрашин, Е. А. Печерская, К. О. Николаев // Физика и технология наноматериалов и структур : сб. науч. ст. 2-й Междунар. науч.-практ. конф. – Курск : Юго-Западный гос. ун-т (ЮЗГУ), 2015. – С. 143–146.

7. Electrical properties of transparent conductive ato coatings obtained by spray pyrolysis / T. O. Zinchenko, V. I. Kondrashin, E. A. Pecherskaya, A. S. Kozlyakov, K. O. Nikolaev, J. V. Shepeleva // IOP Conference Series : Materials Science and Engineering. – 2001. – № 225 (1). – 2255 p.

8. Анализ локальных областей полупроводниковых нанообъектов методом туннельной атомно-силовой микроскопии / Н. А. Лашкова, Н. В. Пермяков, А. И. Максимов, Ю. М. Спивак, В. А. Мошников // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Физико-математические науки. – 2015. – № 1 (213). – С. 31–42.

9. Унтила, Г. Г. Влияние концентрации олова на состав, оптические и электрические свойства пленок ИТО, осажденных методом ультразвукового спрей-пиролиза на кремний и стекло / Г. Г. Унтила, Т. Н. Кост, А. Б. Чебатарева, М. А. Тимофеев // Физика и техника полупроводников. – 2012. – Т. 46, № 7. – С. 984–990.

10. Зинченко, Т. О. Анализ материалов, используемых для производства прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза, 2018. – С. 256–258.

А. И. Диянов,¹ А. И. Нефедьев², Д. И. Нефедьев³

¹АО «ФНПЦ «ПО "Старт"» им. М. В. Проценко», г. Пенза, Россия

²Волгоградский государственный технический университет, г. Волгоград, Россия

³Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ ВНУТРИВОЛОКОННЫХ БРЭГГОВСКИХ РЕШЕТОК

Безотказность функционирования систем, блоков и элементов наземной инфраструктуры ракетно-космической техники (РКТ) приобрела одно из доминирующих значений в общей проблеме повышения безопасности и надежности космических ракетных комплексов и требует использования более совершенных датчиков и систем измерений, контроля, диагностики и управления на их основе. Необходимо построение датчиков и систем измерений, контроля, диагностики и управления основанных:

– на новых технологических принципах с использованием прогрессивных технологий приборостроения, конструкционных и функциональных материалов, электронных и других компонентов датчиков [1–3];

– на применении адаптации средств измерений к условиям эксплуатации, цифровой обработке информации (автоматическое переключение диапазонов, коррекции погрешностей измерения, линеаризации функции преобразования, цифровой фильтрации и др. функции);

– на использовании интеграции функций преобразования нескольких физических величин, т.е. многофункциональности.

В последние десятилетия быстрое совершенствование волоконно-оптических технологий и устройств революционным образом сказалось прежде всего на развитии систем связи. Однако постоянное улучшение параметров, снижение стоимости устройств, а также многие достоинства, присущие волоконной оптике в целом и оптоэлектронным элементам в частности, привело к тому, что волоконная оптика вышла далеко за рамки систем связи. Одной из областей, в которых методы и средства волоконной оптики привели к качественно новым возможностям, являются датчики и системы измерения физических величин. Волоконные датчики не только способны заменить

существующие электронные устройства, но, в ряде случаев, предоставляют принципиально новые, не существовавшие ранее возможности.

Тематика волоконно-оптических датчиков (ВОД) в настоящее время активно разрабатывается научными и конструкторскими организациями во всем мире. Отметим, что почти половина разработок по тематике волоконно-оптических датчиков посвящена внутриволоконным брэгговским решеткам (ВБР) [4]. Основными областями применения датчиков на основе ВБР являются объекты гражданского строительства (26 %), объекты нефтегазовой промышленности (25 %), а также аэрокосмического комплекса (18 %) [5].

В ходе выполнения в части научно-исследовательской работы «Проведение исследований и моделирование конструкций волоконно-оптических датчиков давлений, деформации, силы на основе брегговских решеток» (шифр НИР «Датчик-ПГУ») проведены испытания экспериментальных образцов ВОД давления (ВОДД), ВОД деформации (ВОДДФ) и ВОД силы (ВОДС) на основе ВБР для построения систем измерения параметров ракетно-космической техники, оценены результаты испытаний и выработаны рекомендации по совершенствованию конструкций датчиков.

Брэгговские решетки работают как оптические узкополосные фильтры, отражая свет лишь в окрестности резонансной длины волны λ_B , удовлетворяющей условию Брэгга

$$\lambda_B = 2n\Lambda, \quad (1.1)$$

где Λ является шагом изменения коэффициента преломления n стекла в сердцевине световода, т.е. является шагом брэгговской решетки.

При воздействии на оптическое волокно с интегрированной брэгговской решеткой внешних факторов происходит сдвиг рабочей длины волны λ_B решетки. Сдвиг рабочей длины волны возникает из-за физического удлинения волокна (при этом происходит изменение шага брэгговской решетки) и из-за фотоупругих эффектов, имеющих место в материале световода.

Поскольку чувствительность брэгговских решеток к напряжению и температуре зависит от фотоупругих и термооптических коэффициентов стекла волокна, то зависимость сдвига волны от температуры и напряжения будет различной на разных длинах волн.

Рассмотрим относительное приращение рабочей длины волны $\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B}$. В силу (1.1) оно равно

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} &= \frac{2(n + \Delta n)(\Lambda + \Delta\Lambda) - 2n\Lambda}{2n\Lambda} = \frac{n\Lambda + n \cdot \Delta\Lambda + \Delta n \cdot \Lambda + \Delta\Lambda \cdot \Delta n - n\Lambda}{n\Lambda}, \\ \frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} &= \frac{n \cdot \Delta\Lambda + \Delta n \cdot \Lambda + \Delta\Lambda \cdot \Delta n}{n\Lambda} = \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda} + \frac{\Delta n}{n} + \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda} \cdot \frac{\Delta n}{n}. \end{aligned}$$

Третье слагаемое очень мало по сравнению с первыми двумя, поэтому им можно пренебречь. Тогда относительное изменение длины волны под влиянием объекта измерения (чувствительность) будет выражаться по формуле

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda} + \frac{\Delta n}{n}. \quad (1.2)$$

Пусть l – длина решетки, Δl – ее относительное удлинение. С учетом $l = k\Lambda$ и $\Delta l = k\Delta\Lambda$ (k – количество участков с измененным коэффициентом преломления решетки), формула (1.2) примет вид

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta n}{n}. \quad (1.3)$$

Изменение коэффициента преломления стекла выражается как [3]

$$\frac{\Delta n}{n} = \left(\frac{1}{\Lambda} \frac{d\Lambda}{dT} + \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \right) \Delta T + \frac{\delta n}{n}, \quad (1.4)$$

где первое слагаемое учитывает тепловое расширение волокна и тепловую зависимость коэффициента преломления, второе слагаемое – эффект фотоупругости, обусловленный деформацией волокна, а именно удлинением или сокращением вследствие давления или температуры. Выражение $\frac{1}{\Lambda} \frac{d\Lambda}{dT}$ представляет собой коэффициент теплового расширения кварцевого стекла α . Таким образом, формула (1.4) примет вид

$$\frac{\Delta n}{n} = \left(\alpha + \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \right) \Delta T + \frac{\delta n}{n}. \quad (1.5)$$

Для кварцевого стекла [5, 6] имеем

$$\frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p = 0,68 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}.$$

Изменение коэффициента преломления δn , вносимое эффектом фотоупругости, можно выразить следующей формулой с использованием коэффициентов Поггеля p_{ij} [5]

$$\delta n = -\frac{n^3}{2} (p_{11}\varepsilon_1 + p_{12}\varepsilon_2 + p_{12}\varepsilon_z), \quad (1.6)$$

где ε_1 и ε_2 – относительная деформация в поперечном сечении, а ε_z – вдоль оси волокна

$$\varepsilon_z = \frac{\Delta l}{l} = \varepsilon; \quad (1.7)$$

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = -\nu\varepsilon_z. \quad (1.8)$$

Символ ν обозначает здесь отношение Пуассона.

Воспользовавшись формулами (1.7) и (1.8), можно вывести

$$\delta n = -\frac{n^3}{2} [p_{12} - \nu(p_{11} + p_{12})] \varepsilon. \quad (1.9)$$

При $\lambda = 0,546$ мкм для кварцевого стекла $n = 1,46$; $p_{11} = 0,121$; $p_{12} = 0,270$, откуда $\nu = 0,164$. Если выражения (1.5) и (1.7) подставить в формулу (1.3), то получим

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = \left\{ 1 - \frac{n^2}{2} [p_{12} - \nu(p_{11} + p_{12})] \right\} \varepsilon + \left(\alpha + \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \right) \Delta T. \quad (1.10)$$

Иначе

$$\Delta\lambda_B = \left[\left\{ 1 - \frac{n^2}{2} [p_{12} - \nu(p_{11} + p_{12})] \right\} \varepsilon + \left(\alpha + \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \right) \Delta T \right] \lambda_B. \quad (1.11)$$

Таким образом, чтобы вычислить чувствительность брэгговского волоконного датчика, необходимо определить деформацию вдоль волокна, обусловленную давлением, температурой и другими воздействиями.

Библиографический список

1. Electrical properties of transparent conductive coatings obtained by spray pyrolysis / T. O. Zinchenko, V. I. Kondrashin, E. A. Pecherskaya, A. S. Kozlyakov, K. O. Nikolaev, J. V. Shepeleva // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2001. – № 225 (1). – 2255 p.
2. Зинченко, Т. О. Анализ материалов, используемых для производства прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза, 2018. – С. 256–258.
3. Зинченко, Т. О. Анализ методов получения прозрачных проводящих покрытий / Т. О. Зинченко, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы : сб. науч. ст. Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.) / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – 258 с.
4. Lee, B. Review of the present status of optical fiber sensors / B. Lee // Optical Fiber Technology. – 2003. – Vol. 9. – P. 57–79.
5. Fiber Bragg grating sensors: recent advancements, industrial applications and market exploitation / eds. A. Cusano, A. Cutolo, J. Albert. – Bentham Science Publishers, 2011. – 322 p. – URL: books.google.ru
6. Silica fibres with silicon oxynitride core fabricated by plasmachemical technology / V. A. Bogatyrov, E. M. Dianov, K. M. Golant, R. R. Khrapko, A. S. Kurkov // Tech. Dig. OFC'95. – San Diego, CA, 1995. – P. 266–268.

**А. П. Сигаев, И. А. Аверин, А. А. Карманов,
И. А. Пронин, Н. Д. Якушова**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНЦЕНТРАЦИИ АДсорбЦИОННЫХ ЦЕНТРОВ НА ПОВЕРХНОСТИ НАНОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ СМЕШАННЫХ ОКСИДОВ ИНДИКАТОРНЫМ МЕТОДОМ РЦА

Наноструктурированные материалы на основе смешанных оксидов уже широко используются для разработки газовых сенсоров адсорбционного типа и по-прежнему вызывают большой интерес для дальнейших фундаментальных и прикладных исследований [1–4]. В последние годы перечень оксидов металлов, используемых в качестве газочувствительных элементов, расширяется и включает следующие материалы: SnO_2 , ZnO , In_2O_3 , NiO , TiO_2 и т.д. Однако наиболее распространенными являются SnO_2 , ZnO за счёт их высокой адсорбционной способности, достаточно высокой чувствительности на присутствие широкого спектра детектируемых газов, малого времени отклика на изменение концентрации анализируемых газов.

Несмотря на то, что направление исследований, связанное с изучением свойств газочувствительных материалов, представлено большим количеством опубликованных теоретических и экспериментальных работ, по-прежнему остается ряд тем, которым уделяется недостаточное внимание. К ним можно отнести исследование кислотно-основных свойств поверхности газочувствительных наноструктурированных материалов, в том числе на основе смешанных оксидов. Управление газочувствительными свойствами можно осуществлять как варьированием исходных параметров процессов синтеза, так и внешними воздействиями (например, оптическое, плазменное и т.п.) [1, 2].

Экспериментальная часть работы заключается в анализе распределения центров адсорбции (РЦА) на поверхности газочувствительных наноструктур $\text{SiO}_2\text{--SnO}_2$ индикаторным методом. Это позволяет определить тип и концентрацию адсорбционных центров.

Золь-гель технология выбрана в качестве основной для синтеза газочувствительных наноструктурированных материалов на основе смешанных оксидов, поскольку она является технологически простой и экологически безопасной, позволяет получать материалы с заданной структурой и свойствами и вести контроль поверхности материала на ранней стадии его получения [3], что особенно важно в рамках проводимого исследования.

В процессе исследования изготавливались золь-гель методом образцы, представляющие собой наноструктурированные тонкие плёнки на основе $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, нанесенные центрифугированием на предметные стекла и подвергшиеся термическому отжигу. Причём, массовая доля SnO_2 в данной двухкомпонентной системе составляет 80 %.

Анализ распределения центров адсорбции на поверхности синтезированных образцов осуществлялся методом адсорбции кислотно-основных индикаторов [4–5]. Отобранные для опыта индикаторы представлены в табл. 1.

Таблица 1

Используемые кислотно-основные индикаторы

№	Индикатор	pKa	λ_{max} , нм
1	Кристаллический фиолетовый	+0,8	580
2	Бриллиантовый зелёный	+1,3	624
3	Метиловый оранжевый	+3,46	495
4	Бромкрезоловый пурпурный	+6,4	430
5	п-Нитрофенол	+7,15	320
6	Бромтиловый синий	+7,20	430
7	Нейтральный красный	+7,4	530
8	Тропелин 000-1	+8,25	430
9	Тимоловый синий	+8,8	430
10	Ализариновый желтый	+11,1	530

Для определения концентрации центров адсорбции определенной кислотной силы, приготавливались по три раствора для каждого соответствующего индикатора. С помощью спектрофотомера выполнены измерения коэффициентов пропускания данных растворов для контроля их изменения из-за адсорбции индикатора на поверхность исследуемого образца.

На основе полученных результатов проведена оценка концентрации адсорбционных центров для каждого значения pKa с использованием следующей формулы [6]:

$$Q(pKa) = \frac{C_{\text{ind}} \cdot V_{\text{ind}}}{A_0} \cdot \left| \frac{|A_1 - A_0|}{S_1} \pm \frac{|A_2 - A_0|}{S_2} \right|, \quad (1)$$

где C_{ind} – концентрация индикатора в растворе, V_{ind} – объем раствора индикатора, S_1 и S_2 – площади исследуемых наноструктурированных плёнок, A_0 , A_1 , A_2 – соответствующие коэффициенты поглощения, вычисленные по результатам измерений коэффициентов пропускания на спектрофотометре. Результаты расчётов приведены на рис. 1.

Из гистограммы, представленной на рис. 1, видно, что на поверхности исследуемых образцов преобладают центры адсорбции с кислотной силой $pKa = 6.4$, относящиеся к кислотным центрам Бренстедовского типа.

Практический интерес полученных результатов заключается в их дальнейшем применении при изучении влияния внешних воздействий (оптического, плазменного) на активацию адсорбционных центров на поверхности газочувствительных наноструктурированных материалов методом РЦА с целью достижения наилучших показателей чувствительности, стабильности и селективности к детектируемым газам и их производным.

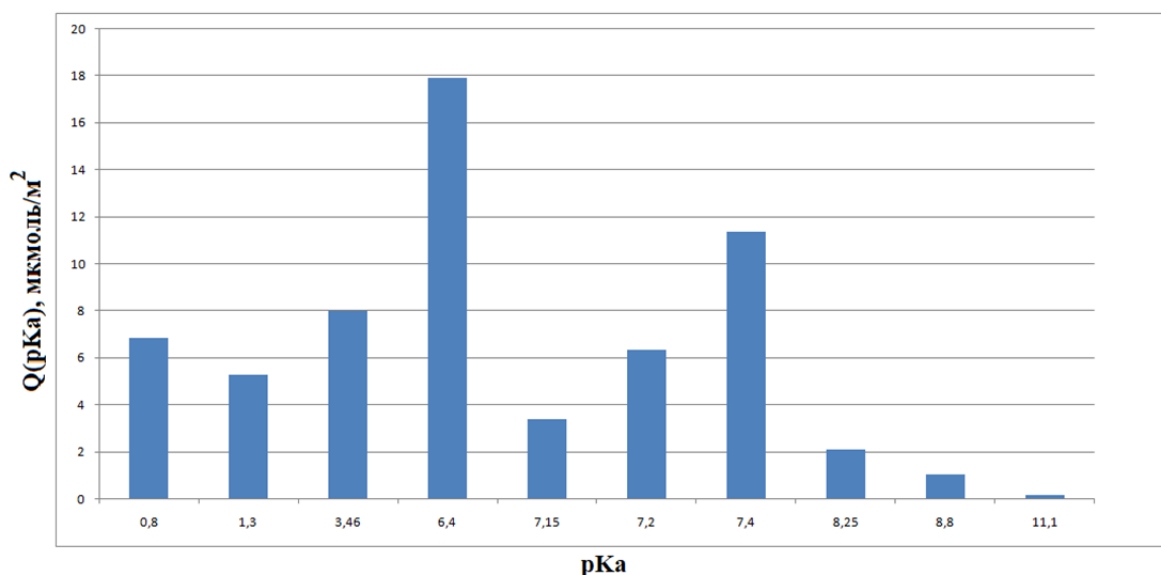


Рис. 1. Распределение центров адсорбции на поверхности наноструктурированных тонких плёнок на основе $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$

Библиографический список

1. Сычев, М. М. Кислотно-основные характеристики поверхности твердых тел и управление свойствами материалов и композитов / М. М. Сычев, Т. С. Минакова, Ю. Г. Слизов, О. А. Шилова. – Санкт-Петербург : Химиздат, 2016. – 276 с.
2. Эволюция кислотно-основных свойств поверхности порошков оксида цинка, полученных методом размола в аттриторе / И. А. Пронин, Н. Д. Якушова, М. М. Сычев, А. С. Комолов, С. В. Мякин, А. А. Карманов, И. А. Аверин, В. А. Мошников // Физика и химия стекла. – 2019. – Т. 45. – № 3. – С. 274–287.
3. Мошников, В. А. Золь-гель технология микро- и нанокомпозитов / В. А. Мошников, Ю. М. Таиров, Т. В. Хамова, О. А. Шилова. – Санкт-Петербург : Лань, 2013. – 304 с.
4. Study of active surface centers in electroluminescent ZnS: Cu, Cl phosphors / M. M. Sychov, S. V. Myakin, Y. Nakanishi, V. G. Korsakov, I. V. Vasiljeva, V. V. Bakhmetjev, O. V. Solovjeva, E. V. Komarov // Appl. Surf. Sci. – 2005. – Vol. 244. – № 1–4. – P. 461–464.
5. Иконникова, Л. Ф. Применение индикаторного метода для исследования поверхностей кислотности сульфата цинка / Л. Ф. Иконникова, Т. С. Минакова, А. П. Нечипоренко // ЖПХ. – 1990. – № 8. – С. 1709–1714.
6. Нечипоренко, А. П. Донорно-акцепторные свойства поверхности твердофазных систем. Индикаторный метод / А. П. Нечипоренко. – Санкт-Петербург : Лань, 2017. – 284 с.

П. Е. Голубков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

АНАЛИЗ МЕТОДИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ СИНТЕЗЕ МДО-ПОКРЫТИЙ С ЗАДАНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Введение

Микродуговое окислирование (МДО) – перспективная и динамично развивающаяся область современной поверхностной обработки изделий из вентильных металлов и сплавов, в результате которой детали приобретают механические, химические, электри-

ческие, теплотехнические и антибактериальные свойства. Область применения оксидных покрытий, получаемых с использованием данной технологии, непрерывно расширяется: это не только машиностроение и транспорт, авиация, ракетно-космическая промышленность, приборостроение, медицина, но также дозиметрия и др. отрасли [1–4].

Недостатком МДО-процесса является большое количество разнородных факторов, в совокупности влияющих на параметры качества оксидных слоев, что приводит к возникновению трудностей в подборе оптимальных технологических параметров [5] – [6]. Частично данная проблема решается стабилизацией некоторых технологических параметров (температура и концентрация компонентов электролита) в процессе МДО-обработки, для чего применяется термостатирование [7] и использование для приготовления электролита технически чистых [8] или химически чистых веществ [9] в дистиллированной [10], деионизованной [11, 12] или аэрированной воде [13] в строго заданной пропорции. Однако данные подходы не исключают колебания температуры вследствие разогрева электролита а также изменение концентрации компонентов электролита вследствие выработки, что приводит к возникновению методических погрешностей при измерении технологических параметров в процессе автоматизированного управляемого синтеза [14] – [18]. В данной работе проведен расчет дополнительных методических погрешностей процесса МДО с целью их устранения.

Расчет дополнительных методических погрешностей измерения технологических параметров процесса микродугового оксидирования

Влияние параметров технологического процесса МДО (параметры-воздействия) на свойства и параметры качества оксидных покрытий (параметры-реакции) показано в системе (1).

$$\left\{ \begin{array}{l} \partial WR = HW \cdot \partial HV + PW \cdot \partial P \\ \partial CR = hCR \cdot \partial h + PCR \cdot \partial P \\ \partial HV = UH \cdot \partial U_F + TH \cdot \partial T + jH \cdot \partial j + C_N H \cdot \partial C_N + tH \cdot \partial t \\ \partial h = Ih \cdot \partial (I_K / I_A) + Uh \cdot \partial U_F + Th \cdot \partial T + jh \cdot \partial j + \\ + C_N h \cdot \partial C_N + th \cdot \partial t + C_K h \cdot \partial C_K \\ \partial E = hE \cdot \partial h + PE \cdot \partial P \\ \partial P = UP \cdot \partial U_F + TP \cdot \partial T + IP \cdot \partial (I_K / I_A) + C_K P \cdot \partial C_K + \\ + jP \cdot \partial j + C_N P \cdot \partial C_N + tP \cdot \partial t + fP \cdot \partial f \\ \partial TC = hTC \cdot \partial h + PTC \cdot \partial P \end{array} \right. . \quad (1)$$

В левой части системы (1) находятся параметры-реакции: WR – износостойкость, CR – коррозионная стойкость, HV – микротвердость, E – электрическая прочность, TC – теплопроводность, h и P – толщина и пористость МДО-покрытия соответственно; в правой части – параметры-воздействия: U_F – формовочное напряжение; j – плотность тока, t – время обработки, T – температура электролита, I_K/I_A – соотношение анодного и катодного токов, C_K и C_N – концентрация щелочи и жидкого стекла в электролите соответственно; свойства процесса МДО выражаются через частные производные параметра-реакции по параметру-воздействию, например:

$$th = \frac{\partial h}{\partial t}, \quad jH = \frac{\partial HV}{\partial j}.$$

Учитывая, что обычно в процессе МДО стабилизируют T , C_K и C_N , имеем:

$$\begin{cases} \partial WR = HW \cdot \partial HV + PW \cdot \partial P \\ \partial CR = hCR \cdot \partial h + PCR \cdot \partial P \\ \partial HV = UH \cdot \partial U_F + jH \cdot \partial j + tH \cdot \partial t \\ \partial h = Ih \cdot \partial(I_K/I_A) + Uh \cdot \partial U_F + jh \cdot \partial j + th \cdot \partial t \\ \partial E = hE \cdot \partial h + PE \cdot \partial P \\ \partial P = UP \cdot \partial U_F + IP \cdot \partial(I_K/I_A) + jP \cdot \partial j + tP \cdot \partial t + fP \cdot \partial f \\ \partial TC = hTC \cdot \partial h + PTC \cdot \partial P \end{cases} . \quad (2)$$

Естественно, при этом возникают дополнительные методические погрешности, связанные со стабилизацией вышеуказанных параметров, которые можно рассчитать следующим образом. На практике каждый параметр-воздействие имеет область неопределенности:

$$T_r \in [T - \Delta T; T + \Delta T], \quad (3)$$

$$C_{Kr} \in [C_K - \Delta C_K; C_K + \Delta C_K], \quad (4)$$

$$C_{Nr} \in [C_N - \Delta C_N; C_N + \Delta C_N], \quad (5)$$

где T_r , C_{Kr} , C_{Nr} , – реальные значения стабилизируемых параметров, ΔT , ΔC_K , ΔC_N – абсолютные погрешности стабилизации этих параметров. Наличие погрешностей стабилизации параметров-воздействий приведет к возникновению дополнительных методических погрешностей измерения параметров-реакций. Например, при отклонении температуры T_r от фиксированного значения T в процессе МДО-обработки при постоянных C_K , C_N , в уравнении для ∂HV системы (2) появится дополнительное слагаемое, учитывающее это отклонение:

$$\partial HV_r = TH \cdot \partial T + UH \cdot \partial U_F + jH \cdot \partial j + tH \cdot \partial t. \quad (6)$$

При этом абсолютную дополнительную погрешность измерения микротвердости можно найти по уравнению:

$$\Delta(\partial HV) = \partial HV_r - \partial HV = TH \cdot \Delta T. \quad (7)$$

Аналогичным образом можно найти дополнительные погрешности параметров-реакций, связанные с отклонением всех параметров-воздействий от заданных значений (табл. 1).

Таблица 1

Абсолютные дополнительные погрешности параметров-реакций, связанные с отклонением параметров-воздействий от заданных значений

Погрешность	Постоянные параметры	Уравнение
1	2	3
$\Delta(\partial h)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial h) = Th \cdot \Delta T$
	T, C_N	$\Delta(\partial h) = C_K h \cdot \Delta C_K$
	T, C_K	$\Delta(\partial h) = C_N h \cdot \Delta C_N$
$\Delta(\partial HV)$	T	$\Delta(\partial HV) = C_N H \cdot \Delta C_N$
	C_N	$\Delta(\partial HV) = TH \cdot \Delta T$

1	2	3
$\Delta(\partial P)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial P) = TP \cdot \Delta T$
	T, C_N	$\Delta(\partial P) = C_K P \cdot \Delta C_K$
	T, C_K	$\Delta(\partial P) = C_N P \cdot \Delta C_N$
$\Delta(\partial WR)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial WR) = \Delta T \cdot (HW \cdot TH + PW \cdot TP)$
	T, C_N	$\Delta(\partial WR) = PW \cdot C_K P \cdot \Delta C_K$
	T, C_K	$\Delta(\partial WR) = \Delta C_N \cdot (HW \cdot C_N H + PW \cdot C_N P)$
$\Delta(\partial CR)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial CR) = \Delta T \cdot (hCR \cdot Th + PCR \cdot TP)$
	T, C_N	$\Delta(\partial CR) = \Delta C_K \cdot (hCR \cdot C_K h + PCR \cdot C_K P)$
	T, C_K	$\Delta(\partial CR) = \Delta C_N \cdot (hCR \cdot C_N h + PCR \cdot C_N P)$
$\Delta(\partial E)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial E) = \Delta T \cdot (hE \cdot Th + PE \cdot TP)$
	T, C_N	$\Delta(\partial E) = \Delta C_K \cdot (hE \cdot C_K h + PE \cdot C_K P)$
	T, C_K	$\Delta(\partial E) = \Delta C_N \cdot (hE \cdot C_N h + PE \cdot C_N P)$
$\Delta(\partial TC)$	C_N, C_K	$\Delta(\partial TC) = \Delta T \cdot (hTC \cdot Th + PTC \cdot TP)$
	T, C_N	$\Delta(\partial TC) = \Delta C_K \cdot (hTC \cdot C_K h + PTC \cdot C_K P)$
	T, C_K	$\Delta(\partial TC) = \Delta C_N \cdot (hTC \cdot C_N h + PTC \cdot C_N P)$

В табл. 1 столбец «Постоянные параметры» показывает, при каких стабилизированных параметрах получена то или иное уравнение для погрешности. Если меняются все параметры (T, C_N, C_K), то абсолютная погрешность стабилизации может быть представлена в виде суммы погрешностей, найденных при постоянных параметрах, например:

$$\Delta(\partial TC) = \partial T \cdot (hTC \cdot Th + PTC \cdot TP) + \partial C_N \cdot (hTC \cdot C_N h + PTC \cdot C_N P) + \partial C_K \cdot (hTC \cdot C_K h + PTC \cdot C_K P) \quad (8)$$

Частные производные, описывающие свойства МДО-процесса, должны быть определены экспериментально с использованием интеллектуальной автоматизированной системы управляемого синтеза МДО-покрытий.

Заключение

Разработанный метод расчета абсолютных дополнительных методических погрешностей стабилизации технологических параметров в процессе МДО позволяет учесть такие нежелательные явления, как саморазогрев и выработка электролита и своевременно провести их корректировку. Кроме того, полученные уравнения дают возможность прогнозировать изменение свойств оксидных покрытий при отклонении от заданных значений температуры и концентрации компонентов электролита и нивелировать его путем соответствующего изменения других параметров процесса МДО.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 19-08-00425.

Библиографический список

1. Казанцев, И. А. Технология получения композиционных материалов микродуговым оксидированием : монография / И. А. Казанцев, А. О. Кривенков. – Пенза : ИИЦ ПГУ, 2007. – 240 с.

2. Thermostimulated luminescence of plasma electrolytic oxidation coatings on 6082 aluminum surface / A. Zolotarjovs, K. Smits, K. Laganovska, I. Bite, L. Grigorjeva, K. Auzins, D. Millers, L. Skuja // *Radiation Measurements*. – 2019. – Vol. 124. – P. 29–34.
3. Применение в изделиях медицинской техники покрытий, полученных методом микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, К. Ю. Крайнова, М. И. Сафронов, Е. А. Печерская, А. М. Бибарсова // *Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы (ВМНПК – 2019) : материалы VI Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 13 марта 2019 г.)*. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – С. 184–186.
4. Биоккомпозиты на основе кальцийфосфатных покрытий, наноструктурных и ультрамелкозернистых биоинертных металлов, их биосовместимость и биodeградация / отв. ред. Н. З. Ляхов. – Томск : Изд. дом Томского гос. ун-та, 2014. – 596 с.
5. Михеев, А. Е. Разработка функциональной схемы влияния основных факторов процесса микродугового оксидирования на свойства покрытий / А. Е. Михеев, Т. В. Трушкина, А. В. Гирн, Д. В. Раводина // *Вестник СибГАУ*. – 2015. – № 16 (2). – С. 464–469.
6. Исследование влияния технологических параметров процесса микродугового оксидирования на свойства оксидных покрытий / Е. А. Печерская, П. Е. Голубков, О. В. Карпанин, Д. В. Артамонов, М. И. Сафронов, А. В. Печерский // *Известия высших учебных заведений. Электроника*. – 2019. – Т. 24, № 4. – С. 363–369.
7. Effect of duty cycle and applied current frequency on plasma electrolytic oxidation (PEO) coating growth behavior / V. Dehnavi, B. L. Luan, D. W. Shoesmith, X. Y. Liu, S. Rohani // *Surface & Coatings Technology*. – 2013. – Vol. 226. – P. 100–107.
8. Nabavi, H. F. Morphology, composition and electrochemical properties of bioactive-TiO₂/HA on CP-Ti and Ti6Al4V substrates fabricated by alkali treatment of hybrid plasma electrolytic oxidation process (estimation of porosity from EIS results) / H. F. Nabavi, M. Aliofkhaezaei // *Surface & Coatings Technology*. – 2019. – Vol. 375. – P. 266–291.
9. Беспалова, Ж. И. Исследование влияния состава электролита и режимов проведения процесса микродугового оксидирования на структуру, морфологию и свойства оксидно-керамических покрытий / Ж. И. Беспалова, И. Н. Паненко // *Электронная обработка материалов*. – 2018. – № 54 (1). – С. 22–29.
10. Rogov, A. B. Role of cathodic current in plasma electrolytic oxidation of Al: A quantitative approach to in-situ evaluation of cathodically induced effects / A. B. Rogov, A. Matthews, A. Yerokhin // *Electrochimica Acta*. – 2019. – Vol. 317. – P. 221–231.
11. Madhavi, Y. Influence of micro arc oxidation coating thickness and prior shot peening on the fatigue behavior of 6061-T6 Al alloy / Y. Madhavi, L. Rama Krishna, N. Narasaiah // *International Journal of Fatigue*. – 2019. – Vol. 126. – P. 297–305.
12. Highly thermally conductive dielectric coatings produced by plasma electrolytic oxidation of aluminum / T. E. S. Araujo, M. M. Mier, A. C. Orea, E. C. Rangel, N. C. Cruz // *Materials Letters: X*. – 2019. – Vol. 3. – P. 1–4.
13. Plasma electrolytic oxidation of titanium and improvement in osseointegration / C. J. Chung, R. T. Su, H. J. Chu, H. T. Chen, H. K. Tsou, J. L. He // *Journal of Biomedical Materials Research. Part B*. – 2013. – Vol. 101. – P. 1023–1030.
14. Кучмин, И. Б. Изменение физико-химических свойств двухкомпонентного электролита и характеристик покрытия, формируемого методом микродугового оксидирования, в ходе серийного производства / И. Б. Кучмин, Г. Г. Нечаев, Н. Д. Соловьева // *Вестник СГТУ*. – 2013. – № 3 (72). – С. 80–86.
15. Метод измерения толщины оксидного покрытия в процессе микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская, Н. В. Громков, Т. О. Зинченко, Д. В. Артамонов, И. И. Кочегаров // *SCM-2019 : материалы Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям (г. Санкт-Петербург, 23–25 мая 2019 г.)*. – Т. 1. – Санкт-Петербург : Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), 2019. – С. 300–303.
16. Голубков, П. Е. Методы измерения выработки электролита в процессе микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская // *Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 100-летию со дня рождения В. М. Шляндина («Шляндинские чтения – 2018»)* (г. Пенза, 19–21 ноября 2018 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 121–124.

17. Голубков, П. Е. Методы измерения температуры в процессе микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, А. В. Мартынов, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы (ВМНПК – 2018) : материалы V Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 245–248.

18. Ryabov, D. V. Automated method of measuring the temperature dependences of the dielectric parameters of ferroelectrics with second kind phase transition / D. V. Ryabov, E. A. Pecherskaya, J. V. Shepeleva, R. M. Pecherskaya // Journal of Physics: Conference Series. – 2014. – Т. 541, № 1. – P. 012012.

П. Е. Голубков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТОЛЩИНЫ МДО-ПОКРЫТИЙ

Введение

Повышение надежности и долговечности деталей машин и приборов является одной из первоочередных задач современной промышленности. В настоящее время для этих целей применяется микродуговое оксидирование (МДО) – технология поверхностной обработки деталей из легких металлов и сплавов, позволяющая придать им уникальные свойства [1–4]. Данная технология, известная еще с 70-х годов XX века, до сих пор не получила широкое промышленное внедрение по нескольким причинам, главной из которых является множество факторов, совместно влияющих на свойства формируемых оксидных покрытий, что затрудняет отработку технологического процесса и его автоматизацию [5–7].

Решению данной проблемы посвящено большое количество теоретических и экспериментальных работ, создано несколько опытно-промышленных установок МДО, в том числе полуавтоматическая технологическая линия [8–10], однако в данных приборах не предусмотрена возможность измерения свойств получаемых покрытий в процессе их синтеза, что не позволяет изучить динамику формирования оксидных слоев и ухудшает управляемость технологического процесса МДО. В [11–13] была разработана интеллектуальная автоматизированная система управляемого синтеза МДО-покрытий, позволяющая устранить данный недостаток за счет использования интеллектуальной обратной связи «технологический параметр – свойство покрытия», для которой необходима разработка измерительных преобразователей свойств оксидных слоев (в частности, толщины), в процессе их формирования, однако не был затронут вопрос о возможных методах измерения этих параметров. В данной работе проведен анализ методов измерения толщины оксидных слоев с целью выявления наиболее удобного метода для использования в интеллектуальной автоматизированной системе МДО.

Методы измерения толщины МДО-покрытий

Все существующие в настоящее время покрытия можно классифицировать по материалу подложки и покрытия (возможные их сочетания приведены в табл. 1). МДО-покрытия являются диэлектрическими слоями на неферромагнитной проводящей подложке, следовательно, для них применимы следующие методы измерения толщины.

**Возможные сочетания материалов подложки и покрытия
для классификации различных типов покрытий**

Материал подложки	Материал покрытия
ферромагнитный проводящий	ферромагнитный проводящий
ферромагнитный проводящий	неферромагнитный проводящий
ферромагнитный проводящий	диэлектрический
неферромагнитный проводящий	ферромагнитный проводящий
неферромагнитный проводящий	неферромагнитный проводящий
неферромагнитный проводящий	диэлектрический
диэлектрический	ферромагнитный проводящий
диэлектрический	неферромагнитный проводящий
диэлектрический	диэлектрический

1. Вихретоковый метод. Образец помещается под катушкой индуктивности, в которой создается высокочастотное магнитное поле. Под действием этого поля в образце наводятся вихревые токи, которые под действием электромагнитной индукции изменяют первичный ток катушки. Это изменение, фиксируемое в процессе измерения, зависит от электрических и магнитных свойств материалов подложки и покрытия и их геометрических размеров. Основная погрешность вихретоковых толщиномеров составляет 3 %. Метод непригоден для измерения толщины в процессе МДО, т.к. позволяет осуществлять только дискретные измерения.

2. Термографический метод. Два образца (с покрытием и без него) подвергаются импульсному нагреву при помощи мощной лампы-вспышки. Путем сравнения интенсивностей ИК-излучения от подложки и образца с покрытием, измеряемых фотоприемниками), получают интенсивность излучения от покрытия, которая зависит от толщины. Диапазон измеряемых толщин – от нескольких мкм до 1 мм. Недостаток метода: зависимость результата измерения от теплофизических свойств покрытия, шероховатости поверхности образца и его адгезии к подложке. Для измерений в процессе МДО метод неприменим, т.к. яркие вспышки микроразрядов будут вносить большую погрешность в результат измерения.

3. Радиометрический метод β -отражения основан на регистрации доли частиц β -излучения, отраженных от образца под углом 180° (интенсивности обратного рассеяния), которая зависит от порядкового номера вещества в таблице Менделеева и толщины рассеивающего слоя. Диапазон измеряемых толщин: от сотых долей до сотен микрометров. Метод неприменим для процесса МДО, т.к. в нем используется радиоактивное излучение, опасное для человека.

4. Ультразвуковые методы. Эхо-импульсный метод основан на измерении времени, через которое импульс ультразвукового излучения, отраженный от границы раздела «покрытие – подложка», возвращается к источнику излучения. Резонансный метод основан на измерении свободных колебаний (резонанса) в образце и использовании интерференции звуковых волн. Диапазон измеряемых толщин: от 100 мкм и выше. Основная погрешность ультразвуковых методов составляет 1–2 %; наибольший вклад вносит методическая погрешность, связанная с различием скорости звука в различных материалах, а также погрешность нелинейности. Методы неприменимы для процесса МДО, т.к. звуковые микровзрывы парогазовых пузырьков будут вносить погрешность в результат измерения.

5. Оптические методы. К ним относятся: поляризационный (эллипсометрический); интерференционный; колориметрический; метод светового сечения; метод теневое сечения. Поляризационный метод измерения толщины основан на анализе изменения параметров эллипса поляризации пучка поляризованного света при его отражении

от исследуемого объекта, которое описывается эллипсометрическими углами Δ и Ψ , зависящими от характеристик отражающей поверхности. Диапазоны измерения толщин методом эллипсометрии: 1) 1–10 нм с погрешностью 0,5 %; 2) 10–1000 нм с погрешностью 3 – 5 %. Описанные погрешности являются инструментальными и связаны с погрешностью измерения азимутальных углов и несовершенством оптических элементов эллипсометра. Недостаток метода – малая толщина измеряемых покрытий.

В основе интерференционного метода лежит явление интерференции между лучами, отраженными от поверхности покрытия и подложки, в результате чего появляется сдвиг фаз. Толщину покрытия при этом можно найти по закону преломления Снеллиуса и выражению для разности хода волн. Существует несколько разновидностей интерференционного метода. В одном из них по искажению интерференционных полос на микрорельефе (ступеньке) на поверхности покрытия с помощью микроинтерферометра определяется толщина покрытия, равная высоте ступеньки. Диапазон измерения толщины данным методом составляет 0,03 до 2,2 мкм. В другом варианте (колориметрический метод) толщина покрытия определяется по изменению цвета при интерференции лучей на покрытиях разной толщины с помощью специальных таблиц. Недостатком колориметрического метода является большая субъективная погрешность (до 90 %).

Метод светового сечения. Луч света, проходящий через узкую щель, падает на образец с прозрачным покрытием под некоторым углом α . В направлении отраженных лучей установлен микроскоп с окуляр-микрометрами, в котором оператор наблюдает два изображения щели, образованные лучами, отраженными от верхней и нижней границы покрытия и смещенные на расстояние b , пропорциональное толщине покрытия. Данный метод позволяет измерять толщину покрытий в диапазоне от 0,8 до 720 мкм.

Метод теневого сечения отличается от предыдущего метода тем, что оператор наблюдает не освещенное изображение щели, а тень от этого изображения. Для этого на высоте 0,1 мм над верхним слоем покрытия располагается нож, срезающий часть пучка лучей, падающих на поверхность образца под углом 45° . В поле зрения микроскопа при этом будет виден смещенный край щели по отношению к кромке ножа; величина этого смещения пропорциональна толщине покрытия. Диапазон толщин покрытия, измеряемых данным методом – от 40 до 320 мкм. Недостатком интерференционного метода и метода теневого сечения является необходимость формирования ступеньки на поверхности образца.

6. Электрические методы. Существует множество разновидностей электрических методов измерения толщины покрытий, но все они сводятся к измерению трех основных физических величин: сопротивления, емкости и резонансной частоты. В частности, широко известны зондовые методы (двухзондовый, четырехзондовый, метод Ван-Дер-Пау), в которых сопротивление рассчитывается по закону Ома с помощью токовых и потенциальных зондов, подводимых к поверхности образца. Толщина при этом определяется по выражению для сопротивления плоского образца. Суммарная абсолютная погрешность измерения толщины оксидных покрытий на алюминии данным методом составляет ± 15 %. Недостаток – необходимость подведения зондов к поверхности детали.

Емкостной метод основан на измерении резонансной частоты колебательного контура, конденсатор которого образован из исследуемого образца (обкладка и диэлектрик) и измерительного электрода (другая обкладка). Толщину покрытия определяют из емкости, выраженной через резонансную частоту.

Мостовой метод. Измерение толщины осуществляется путем уравнивания измерительного моста, далее из условия равновесия моста выражается неизвестное комплексное сопротивление, из которого выражается толщина диэлектрика.

Похожий принцип реализован в методе измерения толщины покрытий, использующем конденсаторный делитель напряжения. При этом толщину покрытия можно найти из выражения для коэффициента деления делителя.

Заключение

Проведенный аналитический обзор позволяет заключить, что наиболее приемлемыми для измерения толщины оксидных покрытий в процессе МДО являются электрические методы: емкостной и метод, использующий делитель напряжения. Модифицирование данных методов с учетом специфики процесса МДО позволит с высокой точностью проводить непрерывные измерения толщины оксидных покрытий на протяжении всей обработки изделия. Использование данных методов при разработке измерительного преобразователя для интеллектуальной автоматизированной системы управляемого синтеза МДО-покрытий существенно расширит ее возможности в плане контроля толщины формируемого оксидного слоя, а также получения зависимостей толщины покрытия от технологических параметров, что способствует повышению управляемости технологии микродугового оксидирования.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 19-08-00425.

Библиографический список

1. Казанцев, И. А. Технология получения композиционных материалов микродуговым оксидированием : монография / И. А. Казанцев, А. О. Кривенков. – Пенза : ИИЦ ПГУ, 2007. – 240 с.
2. Thermostimulated luminescence of plasma electrolytic oxidation coatings on 6082 aluminium surface / A. Zolotarjovs, K. Smits, K. Laganovska, I. Bite, L. Grigorjeva, K. Auzins, D. Millers, L. Skuja // Radiation Measurements. – 2019. – Vol. 124. – P. 29–34.
3. Применение в изделиях медицинской техники покрытий, полученных методом микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, К. Ю. Крайнова, М. И. Сафронов, Е. А. Печерская, А. М. Бибарсова // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы (ВМНПК – 2019) : материалы VI Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 13 марта 2019 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2019. – С. 184–186.
4. Биоконкомпозиты на основе кальцийфосфатных покрытий, наноструктурных и ультрамелкозернистых биоинертных металлов, их биосовместимость и биodeградация / отв. ред. Н. З. Ляхов. – Томск : Изд. дом Томского гос. ун-та, 2014. – 596 с.
5. Михеев, А. Е. Разработка функциональной схемы влияния основных факторов процесса микродугового оксидирования на свойства покрытий / А. Е. Михеев, Т. В. Трушкина, А. В. Гирн, Д. В. Раводина // Вестник СибГАУ. – 2015. – № 16(2). – С. 464–469.
6. Печерская, Е. А. Исследование влияния технологических параметров процесса микродугового оксидирования на свойства оксидных покрытий / Е. А. Печерская, П. Е. Голубков, О. В. Карпанин, Д. В. Артамонов, М. И. Сафронов, А. В. Печерский // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2019. – Т. 24, № 4. – С. 363–369.
7. Печерская, Е. А. Метрологические аспекты модели активного диэлектрика / Е. А. Печерская, Д. В. Рябов, Н. Д. Якушова // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2012. – № 1. – С. 208–213.
8. Borikov, V. N. Measurement system for coating quality control during high-current process in electrolyte solution / V. N. Borikov // ISMQC-2007: Proc. – Melville, 2007. – P. 287–291.
9. Bol'shenko, A. V. Current Controllers for Devices of Microplasma Oxidation / A. V. Bol'shenko, A. V. Pavlenko, V. P. Grinchenkov, V. S. Puzin // Russian Electrical Engineering. – 2012. – Vol. 83, № 5. – P. 260–265.
10. Мамаев, А. И. Формирование наноструктурных неметаллических неорганических покрытий путем локализации высокоэнергетических потоков на границе раздела фаз: учеб. пособие / А. И. Мамаев, В. А. Мамаева, В. Н. Бороков, Т. И. Дорофеева. – Томск : Изд-во Томского ун-та, 2010. – 360 с.
11. 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.

12. Алгоритм функционирования интеллектуальной системы синтеза оксидных покрытий / Е. А. Печерская, П. Е. Голубков, О. В. Карпанин, Д. В. Артамонов, А. М. Бибарсова, А. В. Лысенко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2019. – № 2. – С. 85–94.

13. Software – hardware complex for measurement and control of ferroelectrics parameters / E. A. Pecherskaya, D. V. Artamonov, V. I. Kondrashin, P. E. Golubkov, O. V. Karpanin, T. O. Zinchenko // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 1. Сер.: "International Conference on Materials, Alloys and Experimental Mechanics, ICMAEM 2017". – India, 2017. – P. 012254.

Е. И. Крупкин, Е. А. Алимова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ НАГРЕВА ЗОЛЯ НА СТРУКТУРУ И ФОТОКАТАЛИТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ОКСИДА ЦИНКА

Одной из важнейших проблем современной науки является разработка методик формирования наноматериалов с заданными свойствами на основе широкозонных металлооксидных полупроводников, одним из которых является оксид цинка. Это обусловлено тем, что данный материал широко используется в различных сферах науки и техники благодаря его уникальным физическим свойствам. Так, на основе плёнок оксида цинка создаются газовые сенсоры нового поколения [1, 2], биосенсоры [3] и гидрофобные покрытия [4]. Одним из наиболее перспективных применений полупроводникового оксида цинка являются фотокатализаторы, способные под действием ультрафиолетового света разлагать органические загрязнители. Под действием ультрафиолетового света происходит генерация носителей заряда с высокими значениями энергии, которые способны взаимодействовать с молекулами воды и загрязнителя [5].

В настоящее время разрабатываются различные методики модификации свойств и структуры плёнок оксида цинка. Так, ранее учёными исследовались влияние количества слоёв плёнок оксида цинка и концентрации примесей на фотокаталитические свойства [6, 7]. Однако до сих пор остаются неизученными возможности модификации структуры и свойств плёнок оксида цинка путём изменения параметров приготовления золя для синтеза плёнок ZnO. Изменение методики изготовления золя (например, времени перемешивания, концентрации прекурсоров, температуры перемешивания) может привести к изменению размеров частиц золя и к модификации структуры и фотокаталитических свойств плёнок оксида цинка. Поэтому целью данного исследования является исследование влияния времени перемешивания и нагрева золя на структуру и фотокаталитические свойства плёнок оксида цинка.

Для синтеза фотокаталитических плёнок оксида цинка с различными свойствами выбрана золь-гель-технология. Для получения наноструктурированных плёнок оксида цинка приготовлен золь [5] путём смешения 10 г ацетата цинка двуводного $(\text{CH}_3\text{COO})_2\text{Zn} \cdot 2\text{H}_2\text{O}$, 20 мл 2-метоксиэтанола $\text{CH}_3\text{OCH}_2\text{CH}_2\text{OH}$ и 3,2 мл 2-аминоэтанола $\text{HOCH}_2\text{CH}_2\text{NH}_2$. Получившаяся смесь перемешивалась в течение 15 минут при комнатной температуре до получения однородного раствора. После этого были синтезированы три золя, которые перемешивались при температуре 60 °С в течение 20, 40 и 60 мин. Полученные золи созревали в течение суток при комнатной температуре. После этого золь был нанесен на прямоугольные подложки из алюминиевой фольги размером $(25 \times 75) \text{ мм}^2$ методом центрифугирования. Полученные плёнки из золя были отожжены в муфельной печи при температуре 500 °С.

Структура синтезированных плёнок оксида цинка была исследована с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ). Так, на рис. 1 приведены, полученные с помощью РЭМ изображения наноструктурированных плёнок оксида цинка, синтезированных из золей с разными временами перемешивания и нагрева. Анализ данных изображений показывает, что все плёнки имеют разветвлённую иерархическую наноструктуру. Однако у плёнок оксида цинка, полученных из золей с разным временем перемешивания и нагрева, существенно различаются размеры ветвей структуры. Так, из золя со временем перемешивания и нагрева 20 мин получилась плёнка, состоящая из плотно упакованных ветвей с толщиной до 0,5 мкм. При увеличении времени нагрева золя до 40 мин происходит увеличение толщины ветви ZnO до 1 мкм; при этом ветви значительно удалены друг от друга. На плёнках, полученных из золя со временем перемешивания 60 мин, толщина ветвей ZnO получилась наибольшей (до 3 мкм). Данные явления можно объяснить тем, что образование кластеров оксида цинка в растворе 2-метоксиэтанола, 2-аминоэтанола и ацетата цинка происходит только при нагревании золя, что обусловлено физико-химическими особенностями данного раствора. При этом с ростом времени нагрева золя происходит увеличение размеров кластеров, а большие по размерам кластеры способны объединяться в более крупные структуры. Поэтому из золей с большим временем нагревания золя образовались плёнки с большей толщиной ветвей ZnO.

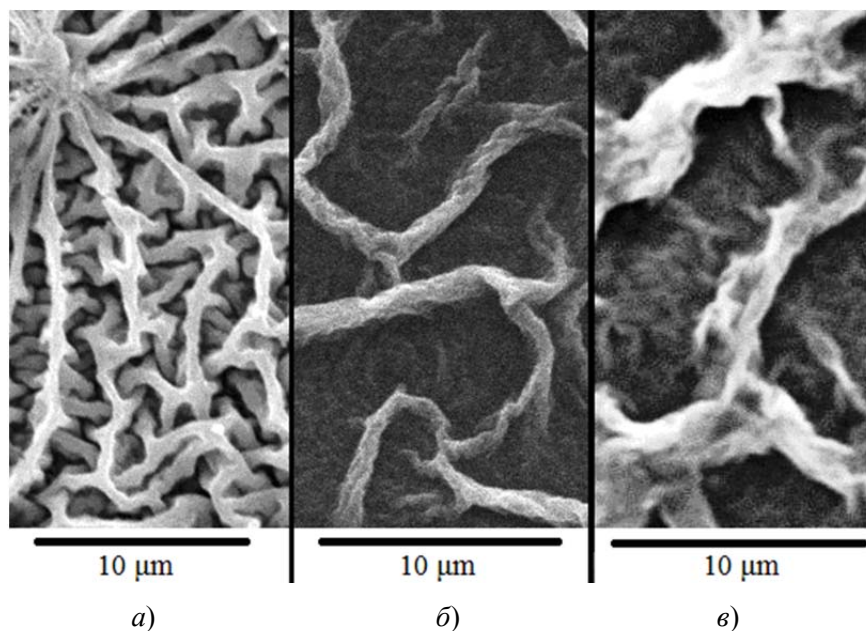


Рис. 1. РЭМ-изображения плёнок оксида цинка, полученных при времени перемешивания золя: *а* – 20 мин; *б* – 40 мин; *в* – 60 мин

Фотокаталитические свойства полученных плёнок оксида цинка исследовались на примере реакции фотодеградации метилового оранжевого $C_{14}H_{14}N_3O_3SNa$ в водном растворе с концентрацией 10 ppm и объёмом 40 мл. Реакция проводилась в водной среде под действием ультрафиолетового излучения с длиной волны $\lambda = 290$ нм. Для измерения изменения концентрации метилоранжа в растворе с течением времени был использован спектрофотометр СФ-56.

В ходе проведения эксперимента установлено, что все плёнки оксида цинка, полученные из золей с разными временами перемешивания и нагрева, обладают фотокаталитическими свойствами, что можно объяснить процессами генерации в оксиде цинка под действием УФ-излучения высокоэнергичных электронов и дырок, способных взаимодействовать с молекулами воды с образованием гидроксид-радикалов. Реакция

разложения метилоранжа с участием фотокатализатора является реакцией псевдопервого порядка. Поэтому временная зависимость концентрации метилоранжа $C(t)$ описывается уравнением:

$$C(t) = C_0 \cdot \exp(-kSt),$$

где C_0 – начальная концентрация индикатора; k – константа скорости реакции, зависящая от каталитических свойств плёнки оксида цинка; S – площадь плёнки.

В ходе исследования фотокаталитических свойств плёнок оксида цинка, полученных при разных временах перемешивания и нагрева золя, были построены временные зависимости концентрации метилоранжа в водном растворе. На основе полученных экспериментальных зависимостей методом наименьших квадратов были построены аппроксимационные каталитические кривые, которые представлены на рис. 2. Результаты аппроксимации позволили найти константы скорости реакции разложения метиоранжа при использовании плёнок с разными временами перемешивания. Так, при времени перемешивания и нагрева золя, равном 20 мин, константа скорости реакции равна $k_1 = 0,342 \text{ ч}^{-1}$; 40 мин – $k_2 = 0,411 \text{ ч}^{-1}$; 60 мин – $k_3 = 0,473 \text{ ч}^{-1}$.

Анализ полученных каталитических кривых показывает, что при увеличении времени нагрева золя происходит усиление фотокаталитических свойств плёнок оксида цинка. Это можно объяснить тем, что с ростом времени нагрева золя происходит увеличение размеров кластеров оксида цинка в золе, что приводит к последующему укрупнению ветвей на синтезируемых плёнках и уменьшению плотности расположения ветвей. При этом, увеличение толщины ветвей оксида цинка способствует увеличению удельной площади каталитических плёнок, благодаря чему улучшается взаимодействие катализатора и раствора индикатора.

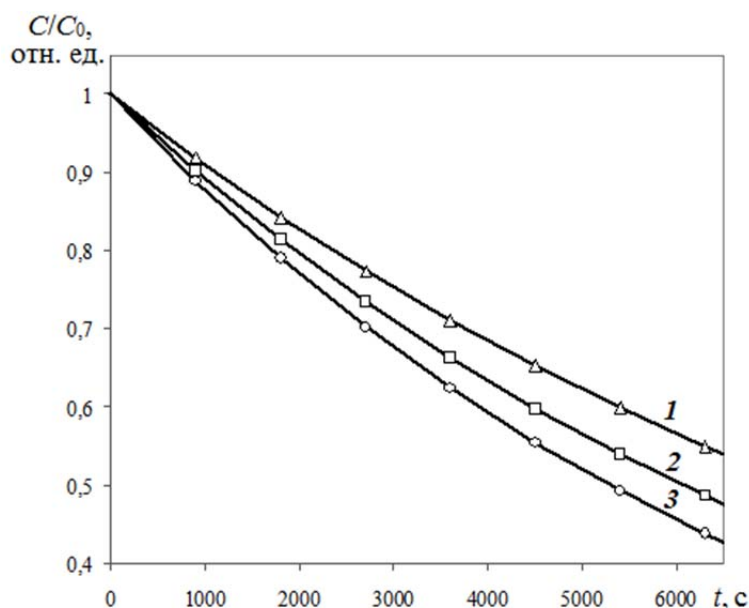


Рис. 2. Временная зависимость относительной концентрации метилоранжа в растворе при использовании плёнки оксида цинка со временем перемешивания и нагрева золя: 1 – 20 мин; 2 – 40 мин; 3 – 60 мин

Таким образом, разработана методика модификации фотокаталитических свойств и структуры плёнок оксида цинка путём изменения времени перемешивания и нагрева золя. При этом установлено, что с увеличением времени нагрева золя происходит утолщение ветвей оксида цинка и увеличение удельной площади плёнок, что объясняется увеличением размера кластеров в золе. Благодаря этому при увеличении времени перемешивания золя происходит усиление фотокаталитических свойств плёнок оксида цинка.

Библиографический список

1. Investigation of Gas-sensitive Properties of Thin-Film Thermovoltaic Sensor Elements Based on Zinc Oxide / I. Pronin, N. Yakushova, I. Averin, A. Karmanov, V. Moshnikov, D. Dimitrov // *Coatings*. – 2019. – Vol. 9. – P. 693–701.
2. Electrodeposition-based of a ZnO-ordered macroporous film gas sensor with enhanced sensitivity / Z. Pan, F. Sun, X. Zhu, Z. Chen, X. Lin, Y. Zheng, W. Zhong, Z. Zhuang, F. Gu // *Journal of Materials Chemistry A*. – 2019. – Vol. 7, № 3. – P. 1287–1299.
3. ZnO-based nanostructured electrodes for electrochemical sensors and biosensors in biomedical applications / N. P. Shetti, S. D. Bukkitgar, R. R. Kakarla, C. Reddy, T. M. Aminabhavi // *Biosensors and Bioelectronics*. – 2019. – URL: researchgate.net
4. ZnO nanoparticles enhanced hydrophobicity for starch film and paper / S. Ni, H. Zhang, P. M. Godwin, H. Dai, H. Xiao // *Materials Letters*. – 2018. – Vol. 230. – P. 207 – 210.
5. Получение наноструктурированных пленок оксида цинка и исследование их фотокалитических свойств / Е. И. Крупкин, И. А. Аверин, И. А. Пронин, А. А. Карманов, Н. Д. Якушова // *Нано- и микросистемная техника*. – 2019. – Т. 21, № 1. – С. 23 – 34.
6. Effect of annealing temperature on photocatalytic activity of ZnO thin films prepared by sol – gel method / J. Lv, W. Gong, K. Huang, J. Zhu, F. Meng, X. Song, Z. Sun // *Superlattices and Microstructures*. – 2011. – Vol. 50. – P. 98–106.
7. Zhang, Y. Enhanced photocatalytic activity of iron doped zinc oxide nanowires for water decontamination / Y. Zhang, M. K. Ram, E. K. Stefanakos, D. Y. Goswami // *Surface and Coatings Technology*. – 2013. – Vol. 217. – P. 119–123.

**О. А. Мельников, Е. А. Печерская, Т. О. Зинченко,
В. В. Антипенко**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОДУГОВОГО ОКСИДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ МИКРОТВЕРДОСТИ ИЗДЕЛИЙ ИЗ ЛЕГКИХ МЕТАЛЛОВ

На современном этапе развития науки, техники и технологий широкое применение получили металлы и сплавы из легких металлов такие как: Алюминий, титан и т.д. Эти металлы и сплавы широко используются в машиностроение, судостроении, декоративной обработке материала, а также в авиационно-космической отрасли. В условиях повышенных нагрузок (температуры, трения, климатических условиях) методом микродугового оксидирования (МДО) возможно повышение износостойкости металлов и сплавов. Метод МДО обладает ограничениями, связанными с трудностью его управляемости в виду наличия большого количества разнородных факторов влияющих на свойства получаемых покрытий.

Метод МДО позволяет получать модифицированные поверхностные слои с высокой микротвердостью от 5 до 24 ГПа и значительной толщиной до 400 мкм на алюминии, магнии, титане, тантале, цирконии и их сплавах. По износостойкости оксидные слои не уступают композиционным материалам на основе карбида вольфрама и в 5–15 раз превосходят сталь. Еще одной отличительной особенностью поверхностных слоев, формируемых методом МДО, является высокая прочность сцепления покрытия с подложкой. При этом в отличие от всех других покрытий, при увеличении толщины МДО-слоя, прочность его сцепления с подложкой возрастает [1]. Технология МДО реализуется с

использованием экологически безопасного электролита на специальной установке [2, 3]. Физический принцип процесса заключается в том, что под действием дуговых и искровых разрядов, возникающих на поверхности заготовки, происходит расплавление материала подложки и его взаимодействие с молекулами и атомами газовой среды и электролита, в результате чего происходит формирование наноструктурного покрытия или модифицированного поверхностного слоя, состоящего из корунда ($\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$) [4, 5]. Именно в силу особенностей своего химического состава и структуры, оксидные слои характеризуются высокими механическими свойствами, теплостойкостью, износо- и коррозионной стойкостью. Благодаря вышеперечисленным свойствам МДО широко используется для повышения износостойкости поверхности деталей различных узлов, агрегатов машин и механизмов из алюминиевых сплавов [6].

Применение технологии микродугового оксидирования в машиностроении. Известны примеры использования МДО на таких деталях двигателей внутреннего сгорания (ДВС), как цилиндр, поршень и седла клапанов [6]. Несмотря на то, что вышеперечисленные детали ДВС работают в сложных условиях, при высоких нагрузках, температуре, трении, наличии коррозионной среды, МДО-слои доказали не только свою высокую работоспособность, но и способствовали значительному повышению надежности двигателей. Имеется положительный опыт использования МДО-покрытия в двигателе внутреннего сгорания устройства механизации бега (УМБ). В этом случае традиционная чугунная гильза не используется, вместо этого поверхность цилиндра из алюминиевого сплава Д16Тупрочняют методом МДО. В результате образуется слой, обладающий высокой микротвердостью и износостойкостью. За счет применения цилиндра из алюминиевого сплава удалось снизить массу УМБ, а благодаря МДО-слою обеспечивается высокая износостойкость зеркала цилиндра. С положительной стороны зарекомендовало себя МДО-покрытие и при использовании на деталях компрессор-форсунки ДВС. Несмотря на существующие успехи в области внедрения МДО, имеется и ряд проблем. В настоящее время технология микродугового оксидирования находится на стадии становления. Многие аспекты механизма микродугового оксидирования остаются до сих пор не раскрытыми, нет систематических сведений о влиянии внутренних и внешних факторов на этот процесс, не выработана также единая терминология относительно названия метода и достигаемого результата, нет согласия и относительно характера электрического разряда, обеспечивающего формирование упрочненного слоя в процессе МДО. Сегодня продолжаются работы, как по изучению теоретических вопросов этого процесса, так и по совершенствованию технологических методов и средств для повышения их эффективности, расширению номенклатуры обрабатываемых сплавов, подбору новых электролитов и оптимальных режимов, а также созданию новых технологических источников питания позволяющих их реализовывать [6].

Способы повышения твердости МДО – покрытия. В качестве заготовок для проведения исследований были выбраны поршневые кольца, предназначенные для четырехтактного авиамодельного двигателя ASP80. ПК изготовлены из алюминиевого сплава Д16Т ГОСТ 4784-97. Диаметр и радиальная толщина кольца соответственно равны 26 и 1,1 мм. Высота поршневого кольца равна 1 мм.

Было проведено два эксперимента с различным составом электролита. В первом эксперименте использовался силикатно-щелочной электролит следующего состава: жидкое стекло (Na_2SiO_3) с концентрацией 2 г/л и гидроксид калия (KOH) с концентрацией 2 г/л. Такой состав электролита был выбран на основе ранее проведенных исследований [7]. Во втором эксперименте к предыдущему составу электролита дополнительно добавляли этиловый спирт ($\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$) с концентрацией 15 г/л. Такая концентрация для спирта была выбрана на основе патента [6], в котором в электролит для МДО добавляли изопропиловый спирт с концентрацией (15-35) г/л. Одновременно обрабатывалось четыре кольца, для чего использовалось специальное приспособление, которое вместе

с кольцами опускалось в ванну с готовым электролитом [7]. Параллельно приспособлению на расстоянии 10–15 см располагался катод из нержавеющей стали, анодом являлись сами упрочняемые кольца.

В течение каждого эксперимента контролировались такие параметры как: сила тока на аноде, сила тока на катоде, напряжения на аноде, напряжения на катоде и температура электролита. После завершения процесса МДО, кольца вынимались из электролитической ванны и промывались проточной водой. Для измерения микротвердости использовался стационарный микротвердомер HVS-1000. Измерения на ПК проводились по трем точкам с нагрузкой на индентор 200 грамм [8]. Как и ожидалось, продолжительность обработки при использовании этилового спирта сократилась: в первом эксперименте (без этилового спирта) она составила 2 часа и 1 час во втором эксперименте (с этиловым спиртом). После завершения процесса микродугового оксидирования были получены кольца с модифицированным слоем. Метод с добавлением (этилового спирта) имеет ряд положительных характеристик таких как сокращение времени оксидирования в процессе МДО.

Изменения фазового состава оксидных слоев, формируемых микродуговым оксидированием на Al–Si- и Mg-сплавах, под влиянием добавок в электролит наночастиц SiO₂. Одним из способов улучшения свойств оксидных слоев, формируемых микродуговым оксидированием (МДО), является введение нанодисперсных частиц в электролит [4]. В том числе, выявлено положительное влияние введения в электролит наночастиц SiO₂ на трибологические и теплоизоляционные свойства оксидных слоев, обнаружены фазы сверхвысокого давления в оксидном слое при МДО алюминиевых и магниевых сплавов, образуемые за счет введения наноразмерных частиц SiO₂ в электролит. При этом также выявлено увеличение доли стабильных и высокотемпературных фаз. Такое изменение фазового состава обеспечивает возможность управления составом и свойствами оксидного слоя через добавки нанодисперсных порошков в электролит и получения методом МДО оксидных слоев с уникальными свойствами, определяемыми полученными фазами. Оксидные слои получали на плоских образцах (20 × 60 × 6 мм) из Al–Si-сплава АК6М2 (5.5– 6.5 % Si, 1.8–2.3 % Cu, 0.3–0.45 % Mg, 99.96 % Mg). Образцы из АК6М2 перед МДО подвергали термической обработке по режиму Т6 (гомогенизирующий отжиг в течение 8 ч при 515 ± 5 °С; закалка от 515 ± 5 °С в воду, нагретую выше 80 °С; старение 4 ч при 235 ± 5 °С). Сплав МГ96 использовали в состоянии поставки после выплавки.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 19-08-00425.

Библиографический список

1. Голубков, П. Е. Применение инструментов контроля качества для анализа процесса микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, Е. А. Печерская, А. В. Мартынов // Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития : тез. докл. третьей Всерос. молодеж. науч. конф. – Тамбов, 2018. – С. 111–113.
2. Голубков, П. Е. Методы измерения температуры в процессе микродугового оксидирования / П. Е. Голубков, А. В. Мартынов, Е. А. Печерская // Информационные технологии в науке и образовании. Проблемы и перспективы (ВМНПК – 2018) : материалы V Всерос. межвуз. науч.-практ. конф. (г. Пенза, 14 марта 2018 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 245–248.
3. Automation of the micro-arc oxidation process / P. E. Golubkov, E. A. Pecherskaya, O. V. Karpanin, Y. V. Shepeleva, T. O. Zinchenko, D. V. Artamonov // Journal of Physics: Conference Series 4. "4th International School and Conference on Optoelectronics, Photonics, Engineering and Nanostructures" (Saint Petersburg, OPEN 2017). – Saint Petersburg, 2017. – P. 092021.
4. Об изменениях фазового состава оксидных слоев, формируемых микродуговым оксидированием на Al–Si- и Mg-сплавах, под влиянием добавок в электролит наночастиц SiO₂ /

М. М. Криштал, А. В. Полунин, П. В. Ивашин, Е. Д. Боргардт, И. С. Ясников // Доклады Академии наук. – 2016. – Т. 469, № 1. – С. 58–60.

5. Дударева, Н. Ю. Моделирование процесса формирования упрочненного слоя при микродуговом оксидировании алюминиевых образцов / Н. Ю. Дударева // Известия вузов. Авиационная техника. – 2008. – № 3. – С. 63–65.

6. Дударева, Н. Ю. Влияние режимов микродугового оксидирования на свойства формируемой поверхности / Н. Ю. Дударева // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2013. – Т. 17, № 3 (56). – С. 217–222.

7. Дударева, Н. Ю. Влияние условий проведения микродугового оксидирования на упругие свойства поршневых колец из алюминиевых сплавов / Н. Ю. Дударева, З. Р. Шайдуллина, А. Ф. Гатауллин // Молодежный вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2014. – № 3 (12). – С. 134–140.

8. Дударева, Н. Ю. Повышение износостойкости поршневых колец методом микродугового оксидирования / Н. Ю. Дударева, З. Р. Шайдуллина, А. Ф. Гатауллин // Молодежный вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2015. – № 1 (13). – С. 26–31.

К. Э. Уткин, П. А. Колосов, Д. Ю. Суханкин

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

СПОСОБЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ: НЕДОСТАТКИ И ПРЕИМУЩЕСТВА

Развитие технологии изготовления металлопленочных тензорезисторных датчиков давления достигло достаточно высокого уровня, но несмотря на это актуальной остается проблема обеспечения долговременной стабильности их выходных параметров. Известно, что при длительном хранении или эксплуатации в тонкопленочных структурах происходят следующие процессы, влияющие на изменение значений резисторов:

- межзерновая диффузия в резистивном слое;
- взаимодиффузия на границах раздела слоев (резистивного и диэлектрика);
- окисление верхних слоев резистивного слоя.

Эти процессы происходят постоянно и одновременно, при увеличении температуры более активно, при понижении температуры активность падает, но не останавливается, поэтому, в зависимости от того, какой процесс преобладает в данный момент, значение резистора может увеличиваться или уменьшаться [8].

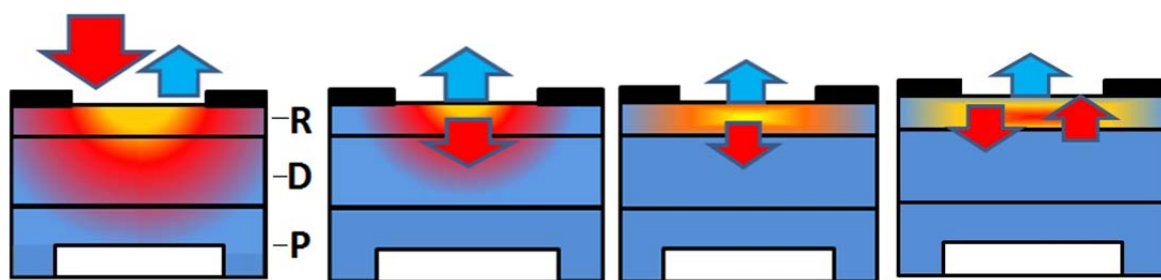
Рассмотрим некоторые известные способы стабилизации тонкопленочных резисторов:

1. Способ изготовления тонкопленочных резисторов, включающий стабилизацию параметров резисторов термообработкой резисторов в термопечи. Температура в термопечи устанавливается в диапазоне 345–365 °С, резисторы выдерживают при такой температуре 3 часа, далее охлаждают вместе с термопечью до температуры 18–25 °С, снова доводят температуру термопечи до 375–385 °С, выдерживают ещё 2 часа и снова охлаждают вместе с печью до температуры 18–25 °С [4].

2. Способ изготовления пленочных резисторов, включающий термическую обработку диэлектрического основания с нанесенной резистивной пленкой и импульсную токовую тренировку импульсами длительностью 10^{-5} – $5 \cdot 10^{-4}$ с, причём амплитуду каждого последующего импульса увеличивают на 3–5 В. Обработку прекращают при условии достижения приращения сопротивления резистора на 0,1–0,5 % от минимальной величины сопротивления, полученного при импульсной токовой тренировке [5].

3. Способ, который включает в себя стабилизацию и подгонку тонкопленочных резисторов импульсами напряжения определенной амплитуды, длительности и скважности. Стабилизацию и подгонку проводят в едином технологическом цикле при неизменной амплитуде, длительности и скважности импульсов напряжения. Стабилизацию проводят «пакетами» импульсов напряжения до нижнего неизменяющегося значения сопротивления, которое фиксируют контрольным «пакетом» импульсов напряжения. Далее осуществляется подгонка сопротивления резисторов подачей на них «пакетов» импульсов напряжения, в которых количество импульсов увеличивают в несколько раз, при этом сопротивление каждого резистора увеличивают до требуемого номинального значения [6].

Все три способа предполагают применение температурной обработки [1]. Зоны распространения тепловой энергии при проведении стабилизации описанными способами представлены на рис. 1.



а) Способ 1; б) Способ 2; в) Способ 3

R – резистивный слой; D – диэлектрик; P – подложка.

Рис. 1. Зоны распространения тепловой энергии

При проведении стабилизации тонкопленочного резистора первым способом происходит максимальная концентрация тепловой энергии в верхних слоях, что приводит к структурированию резистивного слоя (межзерновая диффузия в резистивном слое) и окислению верхних слоёв резистивной пленки.

Недостатками стабилизации первым способом являются:

- длительность процесса стабилизации (6,0 ÷ 7,0 часов);
- незаконченность структурообразования резистивной пленки из-за наличия в ней скрытых дефектов, связанных с исходным состоянием поверхности подложки и непосредственно с самим процессом напыления;
- недостаточность тепловой энергии для взаимодиффузии на границах раздела слоев (резистивного и диэлектрика);
- неуправляемость процессами структурирования тонкопленочных структур.

При проведении стабилизации тонкопленочного резистора вторым способом концентрация тепловой энергии находится в зоне резистивного слоя, что приводит к окислению резистивной пленки и структурированию резистивного слоя (межзерновая диффузия в резистивном слое).

Недостатками стабилизации вторым способом являются:

- незаконченность структурообразования резистивной пленки из-за наличия в ней скрытых дефектов, связанных с исходным состоянием поверхности подложки и непосредственно самим процессом напыления;

– недостаточность тепловой энергии для взаимодиффузии на границах раздела слоев (резистивного и диэлектрика).

При проведении стабилизации тонкопленочного резистора третьим способом концентрация тепловой энергии в резистивном слое приводит к структурированию резистивного слоя (межзерновая диффузия в резистивном слое).

Недостатками стабилизации третьим способом являются:

– недостаточность тепловой энергии для взаимодиффузии на границах раздела слоев (резистивного и диэлектрика);

– недостаточность окисления резистивной пленки.

Учитывая наличие недостатков у каждого из перечисленных способов, можно сделать вывод о несовершенстве каждого из способов и возможности стабилизации тонкопленочных структур импульсно-токовым методом [2, 3].

Стабилизацию резисторов предлагается проводить за счет полного структурирования (укрупнения кристаллитов), выявления и устранения скрытых дефектов резистивного слоя и образования своеобразного защитного «саркофага» для резистивной пленки. Проводить стабилизацию тонкопленочных резисторов импульсно-токовым методом предлагается в три этапа, при этом энергию импульса напряжения на первом этапе стабилизации задают из условия предупреждения выгорания резисторов, на втором этапе – из условия достаточности температуры для структурирования тонкой резистивной пленки, на третьем этапе – из условия обеспечения ускоренной взаимодиффузии резистивной пленки и пленки диэлектрика. При этом длительность импульса и его амплитуду на первом и втором этапах стабилизации задают из условия обеспечения достаточной температуры для структурирования тонкой резистивной пленки, а на третьем этапе стабилизации – из условия обеспечения достаточной температуры для окисления верхнего слоя резистивной пленки и ускоренной взаимодиффузии резистивной пленки и пленки диэлектрика.

На первом этапе стабилизации под воздействием импульсов напряжения, организованных в «пакеты» и имеющих определенную амплитуду, длительность и скважность, на участках резистивного слоя, имеющих скрытые дефекты и мелкие кристаллиты и характеризующихся повышенным сопротивлением, выделяется мгновенная импульсная мощность, разогревающая резистивную пленку в местах с наибольшей плотностью дефектов. В результате происходит укрупнение кристаллитов без их выгорания и устраняются скрытые дефекты, значение сопротивления незначительно уменьшается. На втором этапе стабилизации в результате кратковременного разогрева изменяется структура резистивной пленки, при этом сопротивление резистора уменьшается, что подтверждает происходящие структурные изменения в резистивной пленке. На третьем этапе стабилизации под воздействием импульсов напряжения, организованных в «пакеты», имеющих уменьшенную амплитуду и увеличенную длительность по сравнению с первыми двумя этапами, происходит разогрев не только резистивного слоя, но и слоя диэлектрика. В результате окисляется верхний слой резистивной пленки и образуются промежуточные электропроводные слои силицидов между резистивной пленкой и пленкой диэлектрика.

Длительность импульса напряжения и его амплитуда на первом и втором этапах связаны соотношением

$$t_{имп.} = \frac{Q_{рез.}}{\frac{U_{имп}^2}{R_n} - P_{пер.} - P_{изл.}},$$

где $U_{имп}$ – амплитуда импульсов напряжения; R_n – начальное сопротивление резистора.

Для третьего этапа характерно соотношение:

$$t_{имп.1} = \frac{Q_{рез} + Q_{диэл.}}{\frac{U_{имп.1}^2}{R_n} - (P_{пер.}^1 + P_{изл.} + P_{изл.}^1)},$$

где $t_{имп.1}$ – длительность импульса при проведении третьего этапа обработки; $Q_{диэл.}$ – количество теплоты, полученное диэлектриком от резистора за время прохождения импульса длительностью $t_{имп.1}$; $U_{имп.1}$ – амплитуда импульсов при проведении третьего этапа обработки; R_n – значение сопротивления резистора, полученное после проведения второго этапа обработки; $P_{изл.}^1$ – мощность, рассеиваемая поверхностью диэлектрика в окружающую среду; $P_{пер.}^1$ – мощность, передаваемая от диэлектрика нижерасположенному основанию [1, 2, 7].

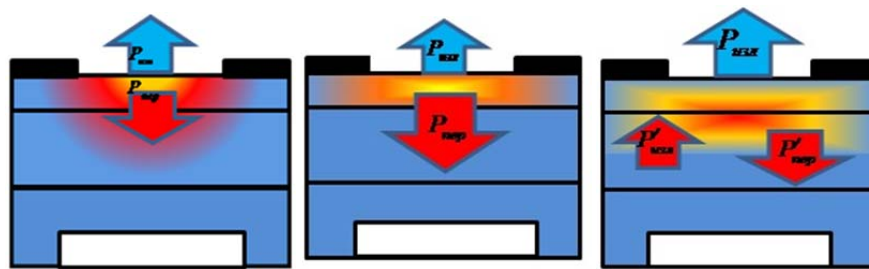


Рис. 2. Зоны распространения тепловой энергии при проведении стабилизации предлагаемым способом

Из представленных формул можно сделать вывод: чтобы теплота оставалась внутри тонкопленочного резистора и расходовалась только на структурирование резистивного материала и устранение внутренних дефектов, надо прикладывать напряжение к резистору на короткое время, т.е. импульсом короткой величины, но при этом амплитуду этого импульса надо устанавливать большой. Чтобы образовывать промежуточный слой силицидов и верхний слой оксидов, необходимо увеличить длительность импульсов, но при этом амплитуду импульса уменьшить.

Таким образом, предлагаемый способ стабилизации позволяет проводить полное структурирование (укрупнение кристаллитов), выявлять и устранять скрытые дефекты резистивного слоя, что положительно влияет на надежность и стабильность параметров резисторов в процессе эксплуатации и хранения.

Применение данного способа будет способствовать замедлению процессов диффузии и повышению временной стабильности тонкопленочных резисторов, и в целом датчиков давления, в процессе хранения и эксплуатации.

Библиографический список

1. Болгарский, А. В. Термодинамика и теплопередача / А. В. Болгарский, Г. А. Мухачев, В. К. Щукин. – Москва : Высш. шк., 1975. – 496 с.
2. Уткин, К. Э. Способ импульсно-токовой диффузии тонкопленочных резисторов / К. Э. Уткин // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шляндинские чтения – 2019») : материалы Междунар. науч.-техн. конф. / под ред. Е. А. Печерской. – Пенза, 2019. – 332 с.
3. Пат. 2327241 Российская Федерация, Н 01 С 17/00. Способ изготовления тонкопленочных резисторов / Чипурин В. И., Семёнов И. А. ; опубл. 20.06.2008.

4. А. с. СССР № 1358653, Н 01 С 17/00, Н 01 С 3/00. Способ изготовления пленочных резисторов / Гурский Л. И., Зеленин В. А., Жебин А. П., Шишмолин В. Н. ; опубл. 27.05.2012.
5. Пат. 2306625 Российская Федерация, Н 01 С 17/22, Н 01 С 17/30. Способ стабилизации и подгонки тонкопленочных резисторов и устройство для его осуществления / Колосов П. А., Зеленцов Ю. А., Ворожбитов А. И., Мокров Е. А. ; опубл. 20.09.2007.
6. Михеев, М. А. Основы теплопередачи / М. А. Михеев, И. М. Михеева. – 2-е изд., стереотип. – Москва : Энергия, 1977. – 344 с.
7. Поута, Дж. Тонкие пленки, взаимная диффузия и реакции / Дж. Поута, К. Ту, Дж. Мейер. – Москва : Мир, 1982. – 576 с.

Е. А. Полякова, А. В. Мотин, Е. А. Бадеева

АО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

ЭТАПЫ РАСЧЕТА МЕХАНИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ С ОТКРЫТЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ

Введение. Современное развитие специальной техники, к которой относят ракетно-космическую и авиационную технику, военную технику, изделия атомной промышленности, во многом зависит от качества функционирования информационно-измерительных систем (ИИС), технико-экономические показатели которых определяют датчики, входящие в их состав. Датчики, изготавливаемые для специальных видов техники, эксплуатируются при воздействии большого количества дестабилизирующих факторов, таких как механические, климатические, радиационные воздействия, сильные электромагнитные помехи. Измерение давления, исходя из анализа технических заданий российских предприятий, находится на одном из первых мест среди физических величин, которые необходимо определять на различных изделиях [1]. В жестких условиях эксплуатации целесообразно применение волоконно-оптических датчиков давления (ВОДД) с открытым оптическим каналом (ООК) [2]. Работоспособность ВОДД характеризует его безотказность – свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение установленного времени [3]. Для оценки безотказности ВОД на ранних этапах разработки целесообразно применять расчетные методы согласно [4].

На рис. 1 представлена унифицированная упрощенная конструкция ВОДД с открытым оптическим каналом. Так как в основу разрабатываемых ВОДД с ООК положен блочно-модульный принцип построения, то в наиболее общем случае датчик состоит из волоконно-оптического измерительного преобразователя давления (ВОПД), волоконно-оптического кабеля (ВОК), согласующего устройства (СУ) (оптоэлектронного блока) (рис. 1) [5].

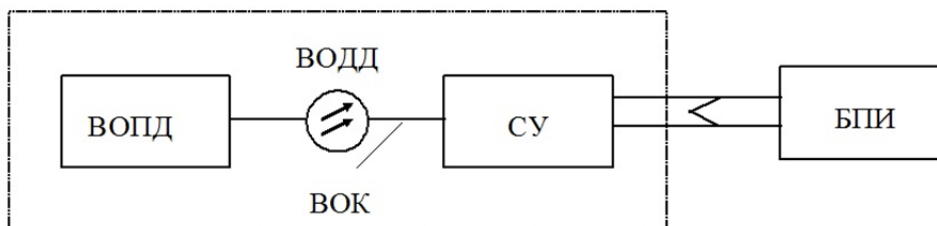


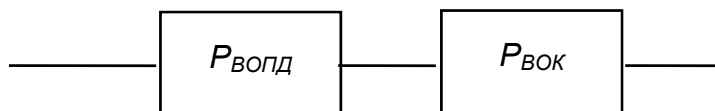
Рис. 1. Блочно-модульный принцип построения ВОДД с ООК

С помощью электрического разъема ВОДД стыкуется с электронным блоком преобразования информации (БПИ). ВОДД с ООК относятся к невосстанавливаемым устройствам, поэтому их надежность характеризуется вероятностью невыхода из строя за время хранения и выполнения задания. Требования к надежности датчиков в технических заданиях исключительно высоки – 0,99...0,9999. Датчик должен иметь прочность и действовать дольше, чем агрегат, в котором он установлен, что необходимо для определения параметров нештатной ситуации и выработке мер их предупреждения [6, 7].

Надежность датчика определяется надежностью каждого из его элементов. Оценку механической надежности ВОДД на стадии проектирования осуществляют на основании структурно-функционального анализа (СФА), исходя из предполагаемой конструкции, принципа действия и условий эксплуатации датчика. При проведении анализа, используя принцип равной надежности всех элементов, производят поэлементное распределение допустимой вероятности неразрушения [6]. Оценку надежности электронного блока проводят с использованием данных об интенсивности отказов элементов с помощью автоматизированной системы расчета надежности (АСРН).

Расчет механической надежности ВОДД с ООК включает 5 этапов.

Этап I. Проведение структурно-функционального анализа (СФА) механической части ВОД. Для составления СФА построим структурно-функциональную схему надежности ВОД, которая представлена на рис. 2.



$P_{ВОПД}$ – вероятность безотказной работы ВОПД;
 $P_{ВОК}$ – вероятность безотказной работы волоконно-оптического кабеля

Рис. 2. Структурно-функциональная схема ВОДД

СФА конструкции проводится на основе общего вида ВОДД, принципа его работы и условий применения. В процессе СФА определяется характер нагруженности каждого элемента конструкции с учетом максимального значения нагрузки, его функциональное назначение; оцениваются последствия, к которым приводит разрушение элемента (последствия отказа); формулируются условия работоспособности каждого элемента конструкции элемента с учетом режима применения (однократно, многократного, непрерывно длительного). Для получения значений коэффициентов запаса несущей конструкции элементов на начальном этапе должен быть выполнен прочностной расчет. С помощью полученных коэффициентов запаса определяется гауссовский уровень надежности [6].

Результатом начального этапа является составление матрицы отказов, которая дает полную картину распределения нагрузки по элементам. Матрица отказов ВОДД учитывает вид нагрузки и ее максимальное значение, действующее на каждый функциональный элемент, и последствие его отказа.

Этап II. Составление структурно-функциональной схемы (СФС) механической надежности ВОД.

СФС механической надежности строится на основе инженерного анализа принципа работы ВОДД, исходя из последствий возможных отказов элементов. СФС показывает как соединены элементы конструкции между собой с точки зрения надежности: последовательно (отказ элемента приводит к отказу всего ВОД) или параллельно (отказ элемента приводит к уменьшению несущей способности и перераспределению нагрузки между элементами).

Этап III. Оценка вероятности неразрушения элементов структурно-функциональной схемы. За основу оценки берутся значения коэффициентов запаса несущей способности конструкции, полученные в результате прочностного расчета, выполненного на этапе I, и значение гауссовского уровня надежности (комплексного показателя, учитывающего как параметры нагрузки, так и несущей способности), полученные на основании данных коэффициентов, а также коэффициент вариации несущей способности, который можно оценить исходя из справочных данных по прочностным характеристикам применяемого материала [8]. При действии однократного статического давления в случае распределения нагрузки и несущей способности по нормальному закону вероятность неразрушения определяется через [9]

$$P = 1 - \frac{1}{\sigma_M \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(M-m_M)^2}{2\sigma_M^2}} dM \quad (1)$$

Переходя к стандартизированной величине $t = \frac{M - m_M}{\sigma_M}$, получим

$$P = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{-m_M}{\sigma_M}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = 0,5 + \left[0,5 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{-m_M}{\sigma_M}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right] = 0,5 + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{-m_M}{\sigma_M}}^0 e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (2)$$

где m_M, σ_M – статистические характеристики нагрузки

Обозначим $\frac{m_M}{\sigma_M} = \gamma$ и поменяем пределы интегрирования:

$$P = 0,5 + \Phi(\gamma_i), \quad (3)$$

где P – вероятность неразрушения i -го элемента конструкции; $\Phi(\gamma_i)$ – нормированная функция Лапласа i -го элемента конструкции [9].

В результате получаем расчетную оценку вероятности неразрушения каждого элемента конструкции механической части ВОД.

Этап IV. Оценка вероятности неразрушения датчика в целом. В соответствии с полученной СФС механической надежности определяется вероятность неразрушения датчика в целом. Исходя из способа соединения элементов (последовательное, параллельное, смешанное) определяется расчетное значение механической надежности (вероятности неразрушения) датчика в целом.

Вывод. Расчет механической надежности позволяет увеличить надежность ВОДД путем корректировки на основе полученных расчетов элементов выбранной конструкции, имеющих недостаточную надежность и проверки полученных результатов.

Благодарности. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-20045.

Библиографический список

1. Бадеева, Е. А. Принципы построения, модели и конструкции волоконно-оптических датчиков давления отражательного типа / Е. А. Бадеева, Т. Ю. Бростилова, А. В. Бадеев, Н. А. Хасаншина // Волоконно-оптические, лазерные и нанотехнологии в наукоемком приборостроении («Свет-2018») : материалы Междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. молодеж. шк., посвящ. 20-летию ведущей науч. шк. России «Волоконно-оптическое приборостроение» (г. Пенза, 17–19 декабря 2018 г.) / под ред. проф. Т. И. Мурашкиной. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 31–35.

2. Полякова, Е. А. Тенденции развития информационно-измерительных систем в ракетно-космической и авиационной технике / Е. А. Полякова, Е. А. Бадеева // Проблемы управления, обработки и передачи информации (УОПИ-2018) : сб. тр. VI Междунар. науч. конф. / под ред. А. А. Львова, М. С. Светлова. – Саратов : ООО СОП «Лоди», 2019. – URL: elibrary.ru
3. ГОСТ 27.002–2015. Надежность в технике. Термины и определения.
4. ГОСТ РО 1410-001–2009. Системы и комплексы космические. Порядок задания требований, оценки и контроля надежности: национальный стандарт Российской Федерации ограниченного распространения. – Москва : Стандартинформ, 2011. – 60 с.
5. Мурашкина, Т. И. Научная концепция проектирования волоконно-оптических датчиков с открытым оптическим каналом для изделий ракетно-космической и авиационной техники / Т. И. Мурашкина // Волоконно-оптические, лазерные и нанотехнологии в наукоемком приборостроении («Свет-2018») : материалы Междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. молодеж. шк., посвящ. 20-летию ведущей науч. шк. России «Волоконно-оптическое приборостроение» (г. Пенза, 17–19 декабря 2018 г.) / под ред. проф. Т. И. Мурашкиной. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2018. – С. 230–239.
6. Осадчий, Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Е. П. Осадчий. – Москва : Машиностроение, 1979. – 196 с.
7. Датчики теплофизических и механических параметров : справочник : в 3 т. / под ред. Е. Е. Багдатьяна, А. В. Гориша. – Москва, 1998. – URL: elibrary.ru
8. Вероятностные характеристики авиационных материалов и размеров сортамента : справочник / под ред. С. О. Оханкина. – Москва : Машиностроение, 1970. – 566 с.
9. Осадчий, Е. П. Надежность датчиков систем автоматики и телемеханики : учеб. пособие / Е. П. Осадчий, В. И. Карпов, К. Н. Чернецов. – Пенза : Пенз. политехн. ин-т, 1982. – 104 с.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

С. С. Верещагина

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ И ЭКСПЕРТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Отказы оборудования всех отраслей промышленности, возникающие на этапе их эксплуатации в силу морального и физического износа, могут стать источниками нарушения нормальной работы оборудования, а также аварийных ситуаций на производстве [1, 2]. Для повышения надежности и отказоустойчивости оборудования, предупреждения и уменьшения возможности их отказов необходимо осуществлять комплексное диагностирование технического состояния промышленного оборудования на этапе эксплуатации, что является весьма актуальной задачей на сегодняшний день.

При диагностировании промышленного оборудования наиболее распространенным способом получения информации о его техническом состоянии является предварительная обработка исходных (диагностических) данных, которая является единственным объективным источником информации о работоспособности оборудования в течение всего срока их службы. Однако существующие методы основаны лишь на использовании измерительной информации (не учитывается опыт и знания экспертов); не во всех методах учитываются факторы внешней среды, влияющие на работу оборудования, а алгоритмы разрабатываются для конкретного оборудования [3–5].

В силу вышеизложенного необходимо разработать такой алгоритм, который позволял бы быстро в режиме реального времени осуществлять поиск отклонений значений параметров оборудования от норм с учетом измерительной и экспертной информации с целью дальнейшего диагностирования оборудования на этапе эксплуатации.

Обобщенная схема интеллектуального диагностирования оборудования с использованием базы данных (БД) и базы знаний (БЗ) состоит из пяти этапов:

Этап 1. Сбор данных с приборов (сохраняются в формате *Excel (*.xls)*).

Этап 2. Выбор контролируемых параметров.

Этап 3. Проверка значений контролируемых параметров оборудования на соответствие паспортным данным, ГОСТам, нормативной документации. Данная проверка осуществляется с использованием алгоритма поиска отклонений значений параметров оборудования от норм с использованием БД, который представлен ниже.

Этап 4. Проверка значений параметров оборудования на соответствие знаниям дежурного персонала. Данная проверка осуществляется с использованием построенной БЗ, которая хранит в себе систему смешанных продукционных правил. Отметим, что ГОСТ не указывает на причину возникшего отклонения значения параметра, поэтому

применяется опыт дежурного персонала. Система смешанных продукционных правил содержит четкие значения, интервалы и лингвистические переменные:

$$\begin{cases} Rule_1 = \text{If } x_1 = \tilde{A}_1 \text{ and } x_2 = A_2 \text{ and } \dots x_n = \tilde{A}_n([x_{n\min}, x_{n\max}]), \text{ then } y = B_1 [CF_{rule1}], \\ Rule_2 = \text{If } x_1 = \tilde{A}_1 \text{ and } x_2 = A_2 \text{ and } \dots x_n = \tilde{A}_n([x_{n\min}, x_{n\max}]), \text{ then } y = B_2 [CF_{rule1}], \\ \dots \\ Rule_k = \text{If } x_1 = \tilde{A}_1 \text{ and } x_2 = A_2 \text{ and } \dots x_n = \tilde{A}_n([x_{n\min}, x_{n\max}]), \text{ then } y = B_k [CF_{rulek}], \end{cases}$$

где $Rule_s$ – множество правил, $s = \overline{1; k}$; x_i – значения параметров оборудования, $i = \overline{1; n}$; $\tilde{A}_i = \{x_i, \mu_{\tilde{A}_i}(x_i)\}$ – нечеткое значение параметра оборудования, $\mu_{\tilde{A}_i}(x_i)$ – функция принадлежности значений параметров оборудования; A_i – четкое значение параметра оборудования; $\tilde{A}_i([x_{i\min}, x_{i\max}])$ – значение параметра оборудования представлено в виде интервала, где $x_{i\min}, x_{i\max}$ – минимальное и максимальное значение параметра оборудования; y – значение результата по поводу исправности оборудования; B – нечеткое значение результата, $CF \in [0, 1]$ – важность правила.

Этап 5. Построение прогнозных моделей. Построение прогнозных моделей осуществляется с применением методов «мягких вычислений» и методологии нечеткого когнитивного моделирования [6]. В качестве прогнозных моделей выступают неоднородные когнитивные модели [7].

Отметим, что в процессе формирования БЗ формируется большое количество продукционных правил, что усложняет работу дежурного персонала по интерпретации результатов. Для решения данных проблем предлагается производить сокращение числа правил за счет их привязки к разработанным неоднородным когнитивным моделям, что делает процесс поиска более эффективным.

На рис. 1 представлен алгоритм поиска отклонений значений параметров оборудования от норм с использованием БД [8]. Здесь $t_{\text{дов}}$ и $t_{\text{пред}}$ – суммарное время выхода значения параметра оборудования за пределы доверительного и предельного интервалов; Δt – период времени между считыванием значений параметра с прибора, которое составляет 3 с. При этом границы доверительного и предельного интервалов для каждого параметра определены в нормативной документации. Также по ГОСТ дежурному персоналу необходимо учитывать суммарное время отклонения значения параметра, если оно составляет более 1 мин [9].

Для реализации предложенного алгоритма была разработана программная система с использованием объектно-ориентированного языка программирования C#. Для хранения паспортных данных на оборудование, ГОСТов и нормативной документации была спроектирована БД с использованием *Microsoft SQL Server Management Studio*.

Таким образом, предлагается обобщенная схема интеллектуального диагностирования с учетом измерительной и экспертной информации с целью дальнейшего диагностирования оборудования на этапе эксплуатации. Для реализации алгоритма поиска отклонений значений параметров оборудования с использованием спроектированной автором БД была разработана программная система, позволяющая дежурному персоналу не обращаться постоянно к различной документации, представленной в бумажном виде и сократить время обработки диагностической информации на 58 %.

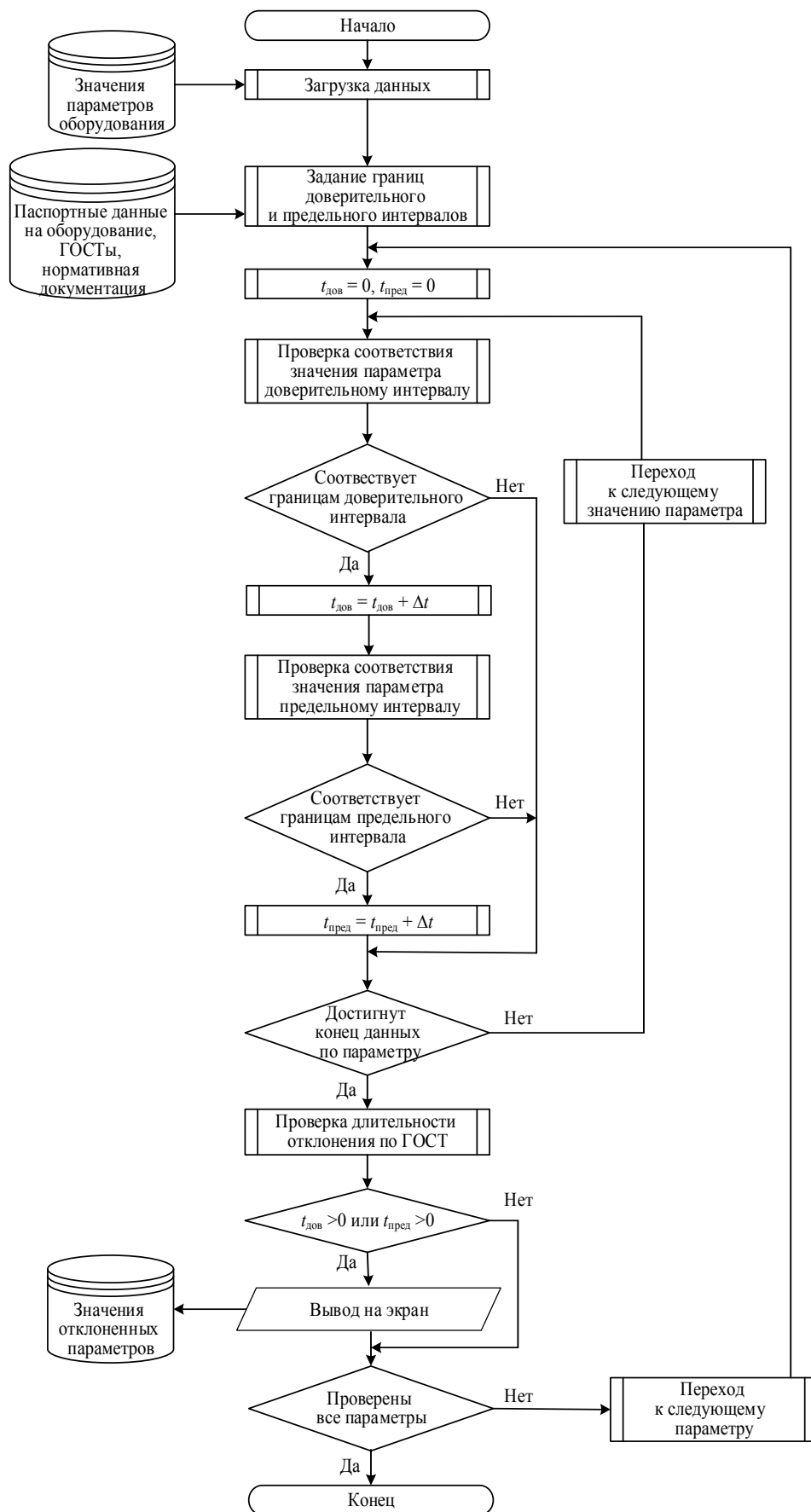


Рис. 1. Алгоритм поиска отклонений значений параметров оборудования с использованием БД

Библиографический список

1. Yuling Yan. Research on electrical equipment's fault diagnosis based on the improved support vector machine and fuzzy clustering / Yuling Yan // Chemical Engineering Transactions. – 2017. – Vol. 59. – P. 865–870.
2. Абидова, Е. А. Система обработки диагностических сигналов электроприводной аппаратуры / Е. А. Абидова, О. В. Малик, Д. С. Гавриленко // Глобальная ядерная безопасность. – 2015. – № 2 (15). – С. 56–62.
3. Перфильев, О. В. Интеллектуальная система поиска неисправности на самолете / О. В. Перфильев, С. Г. Рыжаков, В. А. Должиков // Известия Самарского научного центра РАН. – 2018. – № 4. – С. 326–331.
4. Guo, F. B. Data acquisition and processing of the onboard sensor system of a quadrotor unmanned aerial vehicle / F. Guo, B. Xian, H. Li, G. Huang, T. Zhao // Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation. – Beijing, China, 2012. – P. 3705–3710.
5. Pareek, S. Application of artificial neural networks to monitor thermal condition of electrical equipment / S. Pareek, R. Sharma, R. Maheshwari // 3rd International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON). – 2017. – P. 183–187. – URL: scilit.net
6. Korobkin, V. V. Diagnosis in SEMS based on cognitive models: group interaction / V. V. Korobkin, A. E. Kolodenkova // Studies in Systems, Decision and Control. – 2019. – Vol. 174. – P. 275–284.
7. Колоденкова, А. Е. Интеллектуальный подход к диагностированию электротехнического оборудования промышленных объектов / А. Е. Колоденкова, С. С. Верещагина // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2019. – № 11. – С. 37–45.
8. Колоденкова, А. Е. Алгоритм и программная реализация поиска отклонений значений параметров от норм промышленного оборудования / А. Е. Колоденкова, С. С. Верещагина // Программные продукты и системы. – 2020. – Т. 33. – № 1. – С. 561–566.
9. ГОСТ 11677–85. Трансформаторы силовые. Общие технические условия. Межгосударственный стандарт. – URL: <http://docs.cntd.ru/document/gost-11677-85> (дата обращения: 12.09.2018).

Е. В. Мельников, Д. О. Пшенников

Самарский государственный технический университет, г. Самара, Россия

ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ РУЧНОГО ЭЛЕКТРОИНСТРУМЕНТА ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЯХ

При производстве крупногабаритных конструкций, таких как суда, резервуары, реакторы, широко используется ручной электроинструмент, в частности, фрезерные и шлифовальные машины, дрели, прочий инструмент.

В процессе производства необходимо контролировать режимы обработки металлоконструкций и точность позиционирования инструмента при металлообработке. В настоящее время данный контроль осуществляется вручную и требует привлечения высококвалифицированных контроллеров, что не позволяет оперативно и в полной мере производить отслеживание технологического процесса.

Внедрение в конструкцию электроинструмента вентильных безколлекторных электродвигателей, управляемых высокопроизводительными микропроцессорами, позволяет разработчикам инструмента внедрить ряд новых функций.

Это системы контроля технологических режимов, функции безопасности, сервисные режимы для обслуживания электроинструмента.

Рассмотрим реализацию данного инструмента на примере разработки блока управления углошлифовальной машины (УШМ) большой мощности (2,5 кВт) с вентильным индукто-реактивным электродвигателем (ВИРД).

Структурная схема блока управления УШМ приведена на рис. 1.

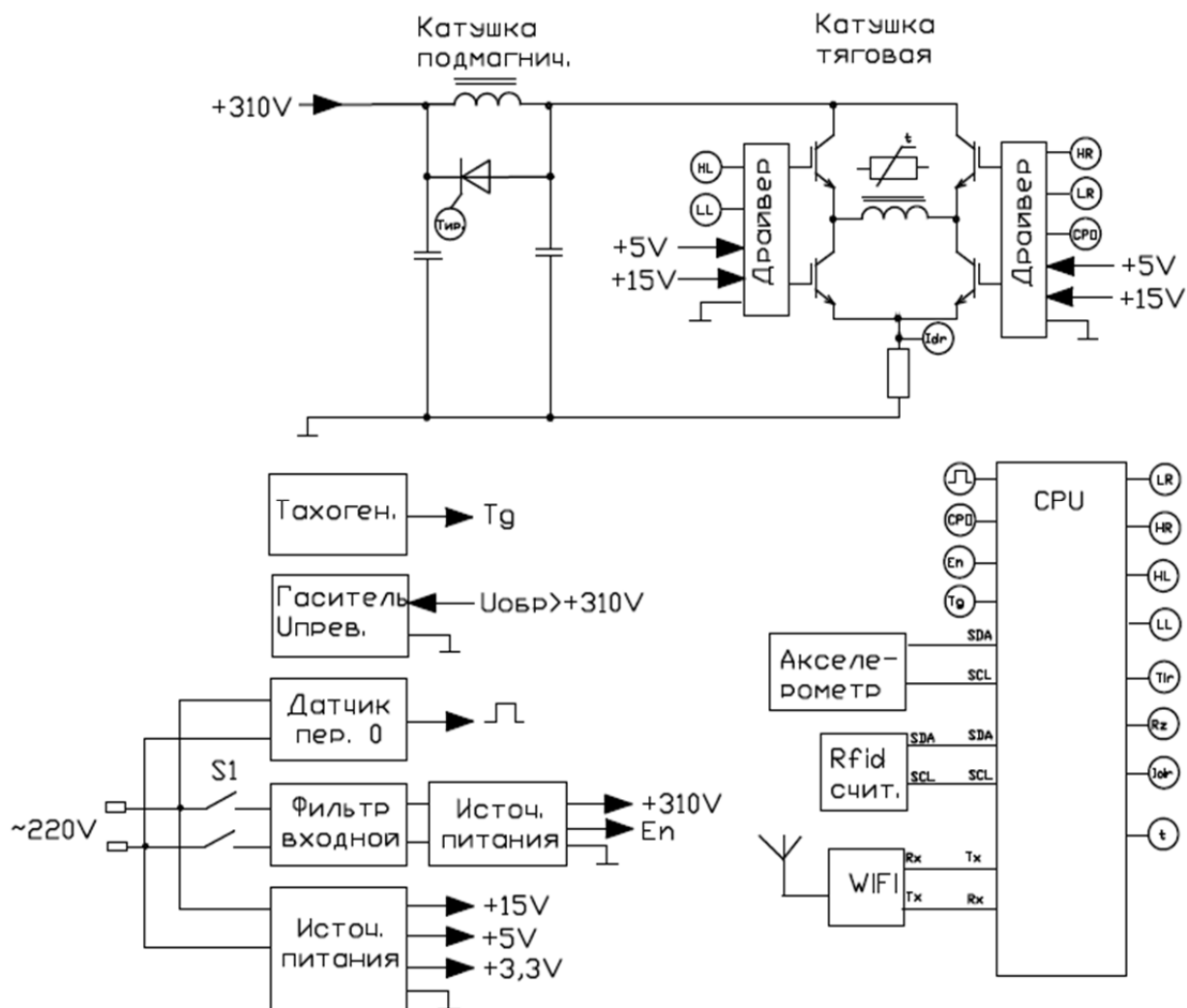


Рис. 1. Структурная схема блока управления УШМ

ВИРД представляет собой однофазную электромашину, ротор которой выполнен из листов электротехнической стали. Статор данного двигателя имеет зубцовую структуру и оснащен двумя обмотками: подмагничивающей и тяговой.

Для управления ВИРД используются сигналы с датчика положения ротора, датчика тока, датчика температуры статора, сигнал перехода питающего напряжения через 0, сигналы режимов работы источника питания, режим работы задаваемый пользователем.

Также, блок управления оснащен модулем акселерометра-гироскопа, модулем считывателя Rfid-меток и WI-FI адаптером. В проекте применен 32-битовый микроконтроллер фирмы STMicroelectronics.

Данное аппаратное обеспечение позволило реализовать следующие функции инструмента:

1) *технологические режимы:*

- регулировка оборотов шпинделя электродвигателя в зависимости от задачи в пределах 3000об/м–6500об/м;
- плавный разгон шпинделя электродвигателя до номинальной скорости;
- динамическое торможение шпинделя электродвигателя с диском при остановке;
- поддержка заданного момента на валу электроинструмента;
- контроль дисбаланса обрабатываемого диска электроинструмента и повышенной вибрации.

2) *функции безопасности:*

- динамическое торможение шпинделя электродвигателя при потере питания за счет рекуперации;
- защита от перегрузки электродвигателя инструмента (по току и превышению момента);
- защита от перегрева статора инструмента;
- защита от заклинивания или разрушения диска инструмента;
- защита от ошибочного включения инструмента при заблокированной кнопке включения (потеря напряжения);
- отключение инструмента при резком рывке или при падении.

3) *сервисные режимы:*

- защита от воровства инструмента;
- подсчет времени наработки и аварийных ситуаций;
- передача телеметрии по радиоканалу, включая серийный номер, дату выпуска и т.д.;
- настройка режимов работы;
- сервисные функции.

Внешний вид макета блока управления с испытываемой УШМ, приведен на рис. 2.

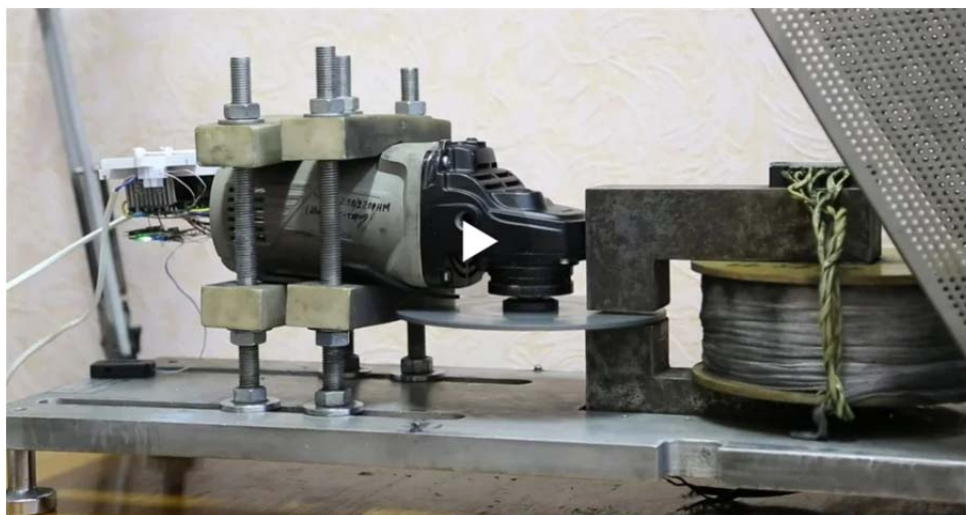


Рис. 2. УШМ с экспериментальной платой управления установленная в испытательный стенд

Для поддержания заданного момента и заданной скорости на валу УШМ используется программный ПИД-регулятор.

Результаты испытания УШМ при увеличении нагрузки от 0 до 1,3 значений номинальной мощности приведены на рис. 3.

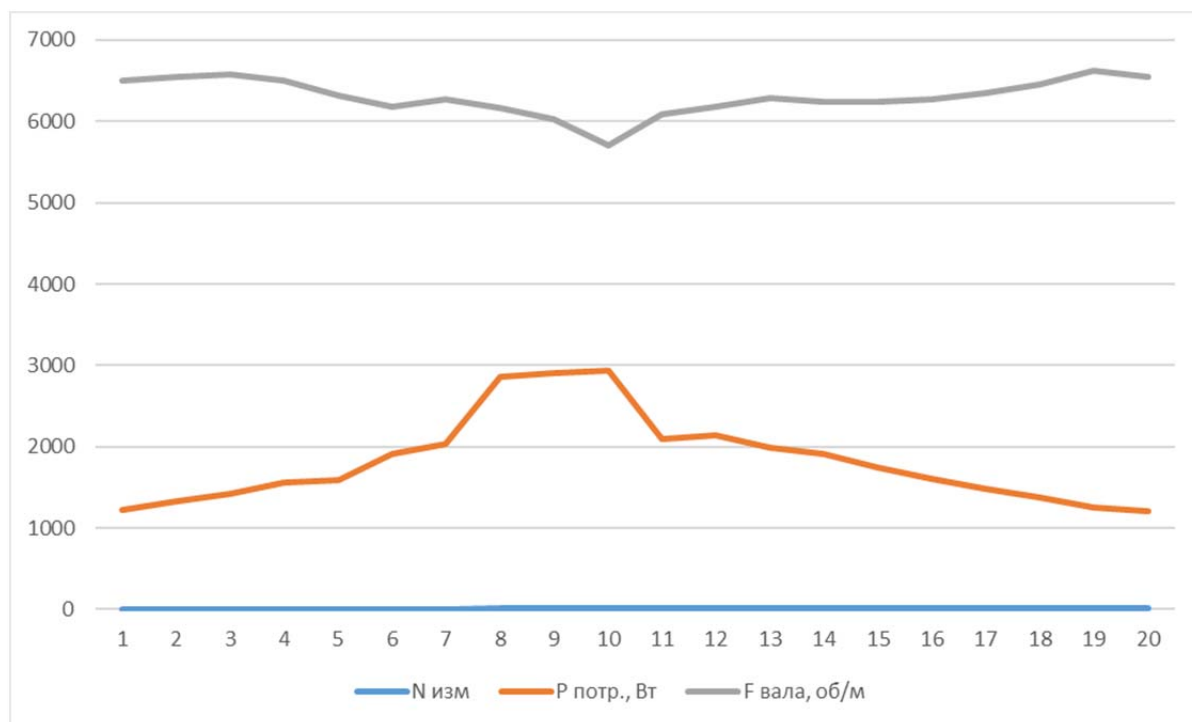


Рис. 3. График зависимости оборотов ротора УШМ от нагрузки.

Как видно из приведенных графиков, регулятор блока управления УШМ поддерживает заданные параметры скорости вращения шпинделя УШМ до 100 % включительно.

Для контроля позиционирования ручного электроинструмента на обрабатываемом изделии в настоящее время разрабатывается комбинированная система измерения, основанная на измерении сигналов маяков и показаний собственной инерциальной позиционной системы.

В настоящее время разработанный блок управления УШМ подготавливается к серийному производству.

М. В. Деев, А. Г. Финогеев, А. А. Финогеев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ПОИСКА И АНАЛИЗА ТРЕБОВАНИЙ РАБОТОДАТЕЛЕЙ

При создании электронных ресурсов и программ подготовки необходимо учитывать требования работодателей для того, чтобы подготовка считалась актуальной и эффективной. В случае подготовки по устаревшим или некорректным программам обучения или материалам, вероятность невостребованности специалиста на рынке труда огромна. Для исключения возникновения таких критических случаев, необходимо, чтобы обученный специалист мог сразу приступить к выполнению трудовых обязанностей.

Для синтеза системы обработки требований работодателей могут применяться:

1. Системы обмена информацией, соцсети, форумы, анкетирование.
2. Поисковые роботы или краулеры, выполняющие сбор требований работодателей в сети Интернет.

При генерации и модернизации электронных образовательных ресурсов и программ необходимо учитывать мнения и требования работодателей. Для этого необходима площадка для обеспечения взаимодействия с заинтересованными лицами, которые могли бы поделиться своими соображениями по актуальным требованиям к навыкам и компетенциям специалистов. Необходимо отметить, что приложенная площадка может быть как сообществом или группой в соцсетях, так и форумом или веб – порталом. Применение соцсетей облегчает вопросы обеспечения работоспособности сервера и продвижения информации, а также предоставляет удобный доступ для пользователей. Для сбора информации возможно анкетирование с помощью электронных форм или обратной связи, где представители реального сектора экономики указывают необходимые данные.

Возможно применение поисковых роботов для поиска и сканирования объявлений о трудоустройстве в открытых источниках сети Интернет. Они собирают данные о наборах требований работодателей, а затем генерируют отчетность. Запуск модуля сбора информации выполняется периодически, через промежутки времени, для получения актуальной статистики. Аналитические данные экспортируются в формате XML.

Предложенные средства получения информации позволяют сформировать список требований работодателей и представителей реального сектора экономики к компетенциям специалистов, который далее используется при создании и модернизации ЭОР и ОП.

Источниками данных о новых требованиях работодателей для работы модуля поиска требований (МПТ) являются сайты поиска работы, сайт биржи труда, сайт **Росстата**, сайты фирм и компаний, доски объявлений, сайты подбора работы, базы данных вакансий, соц. сети и группы, RSS (Rich Site Summary) рассылки вакансий, форумы поиска работы. Для извлечения данных МПТ должен включать подсистемы поиска и регулярного обхода интересующих сайтов и извлечения данных из них. Модули могут быть реализованы в виде специализированных поисковых роботов или краулеров.

Для этого предлагается использовать библиотеку создания краулеров на языке Python Scrapy. Однако здесь возникает проблема легальности извлечения данных с сайтов, поэтому при необходимости надо получить разрешение у правообладателя.

Данные о новых требованиях работодателей и необходимых компетенциях из разных источников должны быть объединены между собой. Основными задачами являются задачи стандартизации, систематизации, и хранения наименований требований и компетенций с последующим исключением дублирующей информации о них. Требования работодателей и необходимые компетенции необходимо хранить с геотегированной привязкой к местоположению.

На первом этапе необходимо найти информацию о требованиях работодателей, отвечающие актуальным запросам рынка труда, собрать информацию о необходимых компетенциях из открытых источников сети Интернет, необходимую для синтеза графа требований работодателей с геотегированной привязкой к местности и близлежащим ВУЗам, интегрировать ее в едином хранилище данных.

Перед загрузкой информации в хранилище ее необходимо очистить, нормализовать, обогатить и исключить дубликаты. Сбор информации о требованиях работодателей из открытых источников сети Интернет осуществляется при помощи специальных компонентов, которые состоят из набора поисковых модулей, написанных на языке Python с использованием библиотеки Scrapy. Краулеры в процессе работы открывают каждый

раздел на сайте или странице соцсети для сбора информации. Они формируют очереди запросов для обслуживания нескольких параллельных потоков загрузки данных.

Для объединения найденной информации о конкретной вакансии и требованиях к ней из разных источников применяются средства системы управления базами данных PostgreSQL, а после объединения производится очистка адресов. Для очистки адресов используются специальные правила СУБД PostgreSQL.

Каждое из правил направлено на удаление или замену алфавитно-цифровых символов, букв и аббревиатур для перевода адреса местоположения каждого набора требований и компетенций в структурированный вид и последующего геотегирования. В процессе геотегирования выполняется добавление координат широты и долготы ее местоположения, а также недостающих данных в ее почтовом адресе. Процедура включает полноценную проверку корректности геопространственных данных. Конечной операцией данного этапа является поиск дубликатов среди наборов компетенций и требований по совпадающей координатной информации и удаление дублирующих записей с помощью модуля, написанного на языке Python.

Исходными данными для интеллектуального анализа больших данных о наборах требований и компетенций определенной вакансии в регионе с целью прогностической оценки ее потенциала (спроса и предложения на рынке труда) и диапазона изменения заработной платы являются:

- геопространственные данные о местоположении работодателей;
- данные о спросе или предложении на вакансию за последние два года с разбивкой по месяцам;

- данные о диапазоне изменения заработной платы в регионе;
- ассортиментный перечень наименований требований и компетенций вакансии.

К исходным данным о наборах требований и компетенций относятся:

- требования к специалисту;
- условия работы;
- диапазон заработной платы;
- массив геотегов местоположений.

На основе полученной информации синтезируется граф требований работодателей с геотегированной привязкой к местности и ВУЗам вокруг. Разработанная графовая модель реализуется в программно – инструментальном комплексе интеграции и хранения данных.

Далее рассматриваются предложения по разработке и применению системы сбора данных с набором средств интеллектуального анализа данных. Среда включает совокупность подсистем и программных инструментов, находящихся в информационном взаимодействии между собой и обеспечивающих автоматизацию обработки больших данных с использованием облачных технологий.

Информационно-аналитическая поддержка процессов принятия управленческих решений осуществляется на основе объединения и использования актуальных и ранее собранных данных в хранилище и предоставления результатов мониторинга требований работодателей. Работа компонентов среды состоит в автоматическом сборе и обработке данных для интеллектуального анализа, разработки отчетов и рекомендаций для поддержки принятия решений.

К основным функциям системы относятся:

- поиск данных в сети Интернет, сбор и извлечение информации о требованиях работодателей и наборах необходимых компетенций в регионах;
- результатом выполнения работы среды являются отчеты в цифровой, текстовой, графической или смешанной форме представления.

Данные отчеты отправляются пользователям системы согласно режимам взаимодействия для разных групп и в соответствии с правами доступа. Повышение информированности об изменениях и тенденциях на рынке труда обозначает расширение информационной базы компетенций и определяет рост эффективности обработки аналитической информации. Расширение базы знаний обеспечивается за счет поиска и хранения актуальной и ранее собранной информации о требуемых работодателями наборах компетенций. Увеличение эффективности обработки данных обеспечивается за счет предоставления пользователям статистической и актуальной информации на основе полных, непротиворечивых данных, расположенных в хранилище.

Система поиска и анализа требований работодателей представляет собой интеграцию подсистем и приложений, предоставляющих возможности по автоматизации сбора, аналитики и формализации требований работодателей и компетенций с использованием облачных технологий.

Программно-инструментальный комплекс в общем виде состоит из:

- прикладных программных средств;
- информационно-аналитической среды;
- центра обработки данных;
- системы предоставления доступа;
- системы авторизации и безопасности.

Основными функциями системы сбора и анализа данных являются:

Автоматизация процессов синтеза и предоставления пользователям аналитической информации. Процесс включает в себя поиск, сбор, хранение, обработку собранных данных и авторизированный доступ к сервисам и отчетам.

- Поддержка процессов обработки и хранения больших данных для обеспечения принятия решений.
- Сохранение первоначальных данных, полученных из открытых источников.
- Обеспечение динамичности предоставления информации для быстрого отклика на изменения рынка труда.
- Предоставление непротиворечивой информации для корректного принятия решений.

Для работы компонентов обработки данных предложены операционная система AIX (Advanced Interactive eXecutive) и система управления базами данных IBM DB2 on AIX. AIX – это UNIX-подобная операционная система от компании IBM. Для обработки данных используется программная платформа IBM InfoSphere BigInsights, которая представляет собой систему, предназначенную для обнаружения и обработки больших объемов разнотипной информации и формирования на её основе данных, необходимых для выработки оптимальных и сбалансированных решений. Данная платформа базируется на основе Apache Hadoop, программном продукте с открытым исходным кодом, и используется для хранения и анализа больших объемов неструктурированных или слабо структурированных данных в их исходном формате.

Было предложено использовать систему IBM InfoSphere BigInsights, которая позволяет разрабатывать аналитические приложения для обработки информации и выделения основных концепций. Эта информация содержится в базах данных, хранилищах данных и системах business intelligence. Используя BigInsights, конечные пользователи могут извлекать из этих данных информацию, которая содержит актуальные данные об изменениях на рынке труда и современных тенденциях.

Также, программный комплекс содержит BigSheets – это браузерная аналитическая программа от IBM. BigSheets является составной частью BigInsights и представляет собой инструментальное средство, позволяющее аналитикам исследовать большие мас-

сивы информации. BigSheets экспортирует данные в виде электронных таблиц, удобных для моделирования, фильтрации, объединения и представления в графическом виде данных, собранных из разнотипных источников. BigSheets включает в себя также программные средства для поиска и сбора данных с веб-сайтов, управления базами данных, файловыми системами и другими источниками. InfoSphere BigInsights обеспечивает широкие возможности текстового анализа, позволяющие определять правила извлечения данных из больших массивов текстовой информации.

Перечисленные программные продукты предполагается использовать в процессе синтеза системы сбора и интеллектуального анализа данных из открытых источников сети для поиска, обработки и хранения информации об актуальных изменениях требований работодателей.

Доклад выполнен при финансовой поддержке РФФИ в рамках грантов № 18-010-00204-а, 18-07-00975-а, 19-013-00409-а.

**М. В. Деев, А. Г. Финогеев, А. А. Финогеев,
И. Н. Колесников, А. М. Ляпин**

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

МЕТОДИКА АДАПТИВНОЙ АКТУАЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ПРОГРАММ

В современном обществе для обеспечения тесных обратных связей между системой образования и рынком труда необходима организация комплексной системы подготовки, переподготовки, повышения квалификации и консультационной поддержки специалистов на основе современных образовательных технологий, что требует решения проблемы массовой разработки и обновления электронных образовательных ресурсов (ЭОР) и образовательных программ (ОП).

Окончание среднего специального или высшего учебного заведения не является конечным уровнем образования, после которого специалист посвятит всю свою жизнь трудовой деятельности по выбранной профессии, как это было еще несколько десятилетий назад. Сейчас актуальна концепция непрерывного образования, необходимо постоянное повышение профессионального уровня и расширение квалификации специалиста для его адаптации к меняющимся условиям профессиональной деятельности, связанное прежде всего с прежде всего с прогрессом науки, технологий и техники.

Практически каждые 5 лет происходят значительные изменения в таких областях деятельности как информационные технологии, законодательство, экономика и др. Поэтому требуется регулярное повышение квалификации специалистов, а также возможность быстрой и качественной переподготовки в соответствии с меняющейся экономической ситуацией в стране и мире. Быстрое устаревание информации ведет к необходимости постоянной актуализации учебно-методических комплексов, которая невозможна без использования современных информационных технологий. Процессы непрерывной подготовки специалистов, создания и развития образовательных программ, поддержки электронных образовательных ресурсов, требующихся при обучении, тесно связаны, и требуют комплексной автоматизации для обеспечения качественного и актуального образования.

Для обеспечения необходимых для выполнения трудовых функций компетенций специалистов (осуществления цикла подготовки) необходимо, чтобы было организовано обучение по основным и дополнительным образовательным программам.

Обязательным требованием к ОП является соответствие требованиям работодателей, сведенным в профессиональные стандарты. Для программ ВО также необходимо соответствие требованиям ФГОС (для ДПП учитываются требования и обеспечивается получение или совершенствование хотя бы одной компетенции, предусмотренной ФГОС по профилю ДПП).

Помимо стандартов на создание (эволюцию) ОП (особенно ДПП) влияют: а) должностные обязанности, для обеспечения соответствия которым проводится обучение, б) программы компетенции и степень их сформированности, в) требования к ОП, выявленные в ходе аттестации кандидатов на обучение (фактические пробелы в подготовке).

Первым шагом создания (актуализации) ОП является анализ требований и потребностей работодателей. Личные пожелания слушателей по содержанию обучения также можно рассматривать как разновидность требований работодателей, т.к. пожелания направлены, в конечном счете, на получение компетенций, необходимых для того, чтобы претендовать на некоторую позицию, с которой связано выполнение должностных обязанностей. На этом шаге анализируются вышеупомянутые требования к ОП, и вырабатывается ее содержание.

Современные ОП реализуются с использованием ЭОР (легко тиражируемого и оперативно разрабатываемого (изменяемого) источника учебных материалов). Поэтому в соответствии с требованиями образовательных стандартов и требованиями к ОП, вырабатываются требования к содержанию ЭОР и технические требования к ЭОР.

Следующим шагом создания ОП является планирование. Помимо анализа требований, учитывается информация о существующих ЭОР, которые могут быть использованы.

Далее выполняется разработка ОП, результатом которой становятся ее структура и содержание, которые должны быть учтены при реализации ЭОР.

Для разработанной ОП создаются инструменты ее оценки, после чего выполняется оценка на соответствие предъявляемым требованиям. По итогам оценки ОП считается готовой к реализации (осуществлению учебного процесса), либо, в случае выявления несоответствий предъявляемым требованиям, направляется на доработку (итерацию цикла создания (эволюции) ОП).

Реализация ОП включает выбор технологии обучения, или их сочетания (очная, дистанционная, смешанная). После этого осуществляется планирование обучения, включающее составление и согласование графика и расписания. Следующим шагом является собственно проведение обучения с использованием разработанных комплектов ЭОР.

Реализация ОП завершается проведением оценки участников, на основании которой оценивается успешность освоения программы и успешность самой ОП. Если в процессе реализации программы выявились недостатки, она дорабатывается.

Разработанная методика представлена на рис. 1. Актуализация электронных образовательных ресурсов происходит по схожему алгоритму на основе данных об актуальных требованиях и условиях реального сектора экономики.

Предложенная методика позволяет создавать образовательные программы, адаптированные к изменяющимся требованиям работодателей, законодательства и ФГОС. Она позволяет учитывать компетенции специалиста и его должностные обязанности. По окончании разработки или актуализации ОП будет обеспечена необходимыми ЭОР.

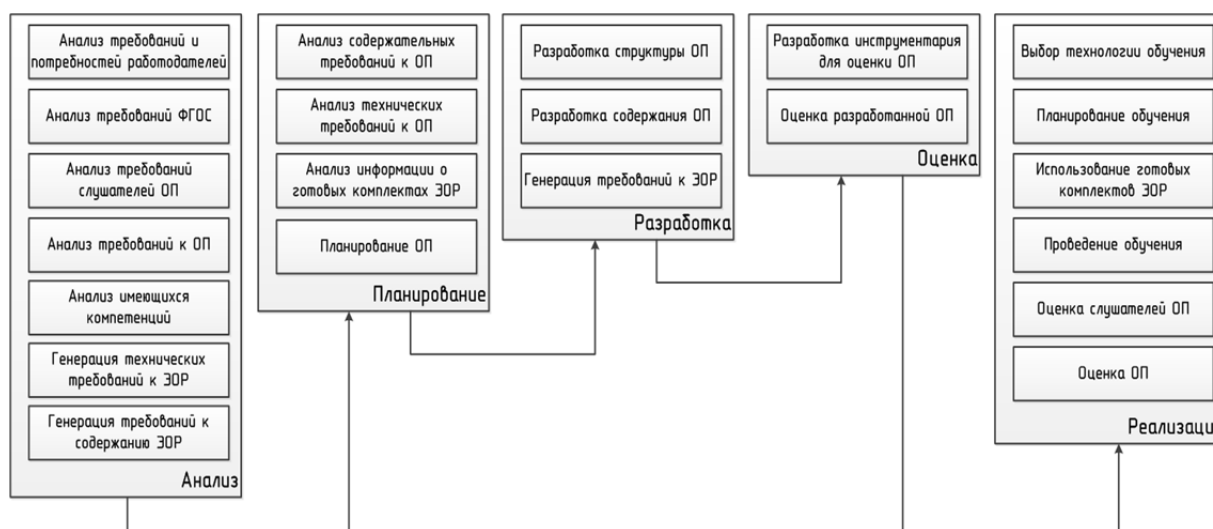


Рис. 1. Методика создания и актуализации ОП, обеспеченной ЭОР

Таким образом, методика позволяет генерировать или модернизировать ОП в соответствии с требованиями образовательных и профессиональных стандартов, согласованные и обеспеченные комплектами ЭОР. Разработанная методика применяется в рамках интеллектуальной образовательной среды для обеспечения быстрого отклика на изменяющиеся требования и условия рынка труда и законодательства, и позволяет повысить качество подготовки специалистов и снизить затраты при реализации образовательного процесса.

Доклад выполнен при финансовой поддержке РФФИ в рамках грантов № 18-010-00204-а, 18-07-00975-а, 19-013-00409-а.

**Ж. Н. Алимбаева¹, Ч. А. Алимбаев¹, Н. А. Баянбай¹,
К. А. Ожикенов¹, О. Н. Бодин²**

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

²Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

РАЗРАБОТКА МЕТОДА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ ИНФАРКТА МИОКАРДА

1. Современное состояние анализа электрокардиограммы в области нейронной сети.

Задача синтеза нейронной сети является отдельной областью нейрокомпьютерной науки. Известно, что нейронная сеть может выполнять произвольно сложное преобразование «вход-выход». Парадигма обучения нейронной сети на электрокардиограмме показана на рис. 1.

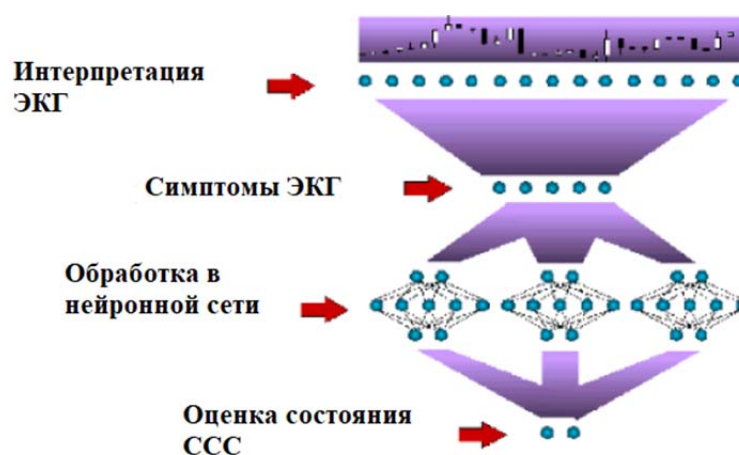


Рис. 1. Нейросетевая обучающая парадигма анализа ЭКГ

Они возникают при использовании нейронной сети для анализа проблем электрокардиограммы: выбор класса нейронной сети; выбор архитектуры нейронной сети; и выбор алгоритма обучения.

Любая нейронная сеть используется в качестве независимой системы представления знаний, которая в практических приложениях, как правило, выступает в качестве одного из компонентов системы управления или модуля принятия решений.

Классические многослойные сигмовидные нейронные сети нецелесообразны для этих целей, поскольку они плохо обучены с большим объемом данных. Большая часть работ посвящена использованию нейронной сети для диагностики электрокардиограммы при инфаркте миокарда. Исследователи из Университета Глазго (Великобритания) обучили значительное количество нейронной сети на наборе данных из 360 электрокардиограмм. Затем он был протестирован на отдельном подготовленном образце с ранее известными ответами. В то же время классический метод использовался для получения отдельной серии ответов на тестовом образце. Сравнение нейронной сети и классического метода показало, что во многих случаях чувствительность и специфичность теста нейронной сети выше, чем у классического метода. Поэтому для классификации электрокардиограмм была выбрана модель долговременной памяти.

2. Предварительная обработка электрокардиограммы

Искусственные нейронные сети использовались для классификации электрокардиограмм по сердечно-сосудистым симптомам. Нам нужно большое количество данных для обучения и проверки правильности выбранной сети. Однако сбор данных с помощью медицинского устройства ЭКГ или портативного устройства недостижим, поскольку трудно найти пациентов с различными сердечно-сосудистыми заболеваниями. Поэтому данные обучения были получены из базы данных PhysioBank [1]. Бесплатный веб-сайт позволяет загружать физиологические данные, которые также включают электрокардиограммы. Наглядный пример данных приведен на рис. 2.

Многослойная сеть прямой связи полезна для классификации сигналов ЭКГ, и она была собрана в программном обеспечении Matlab с инструментарием распознавания образов. Данные из PhysioNet отображаются в виде графика, а также эти сигналы можно загрузить в виде файла, совместимого с Matlab.

Сигналы могут иметь разную длину, и это может отрицательно влиять на производительность сети. Поэтому во время обучения мы будем использовать функцию, которая разбивает данные на пакеты [2–3].

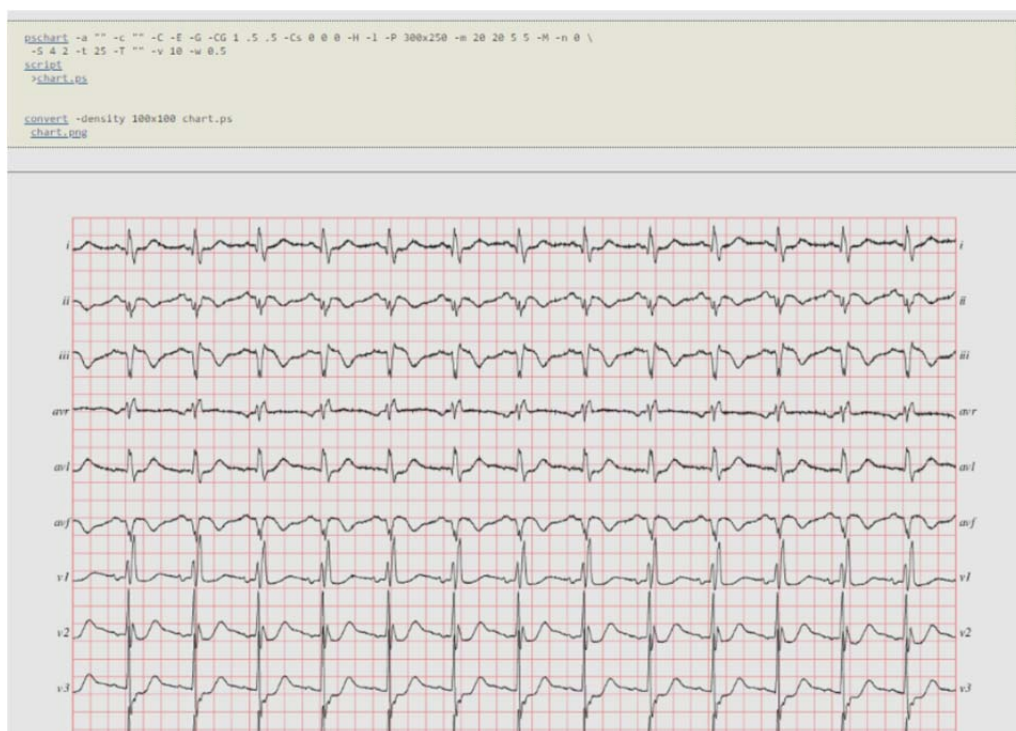


Рис. 2. Пример сигнала из базы данных PhysioBank

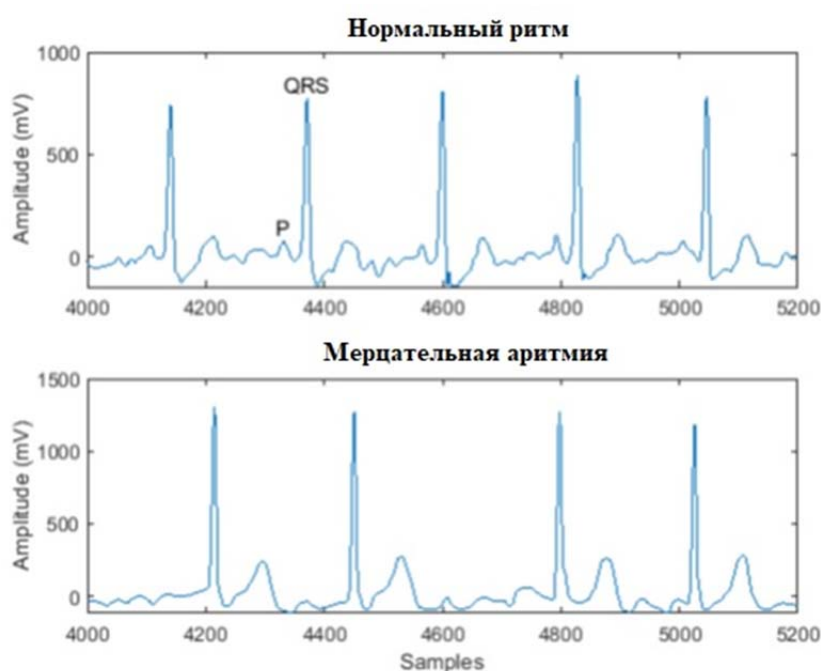


Рис. 3. Мерцательная аритмия и нормальный ритм сердцебиения

Мы взяли 718 мерцательных аритмий и 4937 сигналов нормального ритма из архива PhysioNet. Поскольку 87,3 % данных являются нормальными, классификатор может узнать, что, если он классифицирует только нормальный ритм, он достигнет высокой точности. Чтобы избежать этого смещения, мы дублируем данные сигналов мерцательной аритмии, чтобы эти два класса имели одинаковое количество сигналов. Этот метод называется передискретизацией, которая используется в глубоком обучении. Данные

были разделены на обучение и тестирование по *dividerand* функции. Для обучения были использованы 4438 данных и для тестирования 490 данных.

Выводы

Методы обработки сигналов на основе искусственных нейронных сетей в настоящее время широко используются в клинической практике. Эти методы являются наиболее быстро развивающимися, в отличие от других известных методов классификации форм ЭКГ, и также показывают лучшие результаты.

Целью данной работы была разработка алгоритма автоматической классификации форм ЭКГ с использованием искусственных нейронных сетей. Для реализации алгоритма была использована среда программирования Matlab. Сначала была проведена предварительная обработка сигналов ЭКГ, а также проведена прямая классификация форм QRS-комплексов с использованием предварительно созданных нейронных сетей.

Библиографический список

1. Retrieved from <https://physionet.org/cgi-bin/atm/ATM>. – URL: physionet.org
2. Benchaib, Y. A specialized learning for neural classification of cardiac arrhythmias / Y. Benchaib, M. Chikh // J. Theor. Appl. Inf. Technol. – 2009. – № 6 (1) . – P. 92–100.
3. Kavitha, K. Modeling and design of evolutionary neural network for heart disease detection / K. Kavitha, K. Ramakrishnan, M. Singh // Int. J. Comput. Sci. – 2010. – Iss. 7 (5). – P. 272–283.

Научное издание

**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
Печерской Екатерины Анатольевны

Материалы публикуются в авторской редакции.

Компьютерная верстка *Р. Б. Бердниковой*
Дизайн обложки *А. А. Стаценко*

Подписано в печать 13.03.2020. Формат 60×84^{1/8}.
Усл. печ. л. 42,08.
Заказ № 65. Тираж 100.

Издательство ПГУ.
440026, Пенза, Красная, 40.
Тел./факс: (8412) 56-47-33; e-mail: iic@pnzgu.ru