

МЕТОД ПРОВЕРКИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ НА ОСНОВЕ SADT-МЕТОДОЛОГИИ

Показано, что использование SADT-методологии улучшения качества продукции уменьшает время разработки. Описано статистическое исследование на двух группах участников эксперимента. Одна группа владела методологией структурного анализа деятельности, вторая — выполняла деятельность традиционным способом.

Ключевые слова: печатная плата, SADT-методология, корреляционный метод, коэффициент ранговой корреляции Спирмена.

В настоящее время область применения радиоэлектронных средств расширяется, а комплексы радиосистем становятся все более сложными. К радиотехническим устройствам предъявляют жесткие требования по снижению себестоимости, повышению надежности, уменьшению габаритов и веса. Сегодня вес и габариты стали факторами, ограничивающими применение аппаратуры, особенно в мобильных установках — на борту наземного и водного транспорта, не говоря уже о летательных аппаратах [1].

Поэтому необходимо четкое проектирование и миниатюризация печатных узлов (печатных плат), входящих в аппаратуру. Комплексная миниатюризация, существенно снижая габариты радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), создает предпосылки для разработки РЭА с минимальным разнообразием по конструктивному выполнению [2]. В статье [3] было описано эффективное проектирование печатной платы с помощью SADT-методологии, где учтены все факторы влияния и требования к печатной плате.

SADT (Structured Analysis and Design Technique) — одна из известных методологий анализа и проектирования систем, предложенная Россом (Ross). SADT успешно применяют в военных, промышленных и коммерческих организациях для решения широкого спектра задач [4].

Основная цель использования этой методологии состоит в четком структурировании деятельности, которую представляют в виде системы, состоящей из блоков, разделении функций между блоками, определении входных, выходных и управляющих данных для каждого блока.

С помощью SADT-технологии проектирование печатных плат разделяют на последовательность этапов для достижения цели. Комплексное проектирование обеспечивает системный подход, так как охватывает как сам процесс проектирования, так и технологические требования к изготовлению плат [5, 6]. Современные печатные платы отвечают высоким классам точности и характеризуются многослойной топологией, при которой следует учесть необходимые расчеты теплового режима и электромагнитной совместимости (ЭМС). Моделирование по тепловым режимам и по электромагнитной совместимости должно осуществляться одновременно и интерактивно, так как они связаны друг с другом [7, 8].

В статье [3] приводились диаграммы первого и второго уровней создания печатной платы. Благо-

даря SADT-методологии проектирование печатной платы становится «прозрачным» и «ступенчатым». Оно позволяет проработать каждый аспект, будь это радиотехнический, технологический или конструкторский. Такое проектирование позволяет предусмотреть и проверить зоны нагрева печатной платы и отвода тепла, установку экранов и их экранирующие свойства. Кроме того, использование SADT-методологии экономически выгодно, так как время, затраченное на проектирование, уменьшается, что приводит к сокращению срока разработки изделия.

Целью данной работы является подтверждение улучшения качества и времени работы при применении SADT-методологии.

Было проведено статистическое исследование с помощью двух групп участников эксперимента. Исследование заключалось в проверке печатной платы на электрическое замыкание и, при его нахождении, установлении, между какими видами «питания» или «земли» происходит замыкание.

Участникам эксперимента предварительно выданы:

- а) многослойные печатные платы с заранее введенными дефектами в виде замыкания;
- б) мультиметр для «прозвонивания» печатной платы;
- в) чертеж с расположениями шин питания и общей шины «земли» на печатной плате.

Перед участниками эксперимента ставились задачи:

1. Установить, сколько шин питания находится на печатной плате.
2. Установить, сколько шин «земли» находится на печатной плате.
3. Прозвонить печатную плату и определить шину по замыканию.
4. Установить место, где находится замыкание.

Замыкания на печатных платах были организованы с разными шинами «питания» и «земли» для более объективной проверки, исключив возможность участников заимствовать результаты у другой группы.

Так как одним из основных критериев в использовании SADT-методологии при проверке печатных плат является время, то было зафиксировано начало и окончание эксперимента каждого участника.

Таким образом, две группы участников выполняли задание по поиску дефекта в печатной плате. Одна группа владела методологией структурного

Таблица 1

**Время, затраченное на выполнение задания по нахождению неисправности
в экспериментальной и контрольной группах участников**

Группа участников, знающих SADT-технологию			Контрольная группа участников, не знающих SADT-технологию		
№ п/п	Испытуемый	Затраченное время на поиск дефекта в печатной плате, мин	№ п/п	Испытуемый	Затраченное время на поиск дефекта в печатной плате, мин
1	Р.А.	3	1	Л.П.	3
2	К.П.	3	2	Т.Л.	4
3	Ч.Л.	4	3	Н.К.	5
4	Т.О.	4	4	Т.Р.	6
5	Ч.К.	5	5	С.К.	6
6	О.С.	5	6	Л.С.	7
7	С.Д.	5	7	Б.Р.	8
8	С.В.	7	8	П.Д.	10
9	Ф.К.	9	9	П.К.	10
10	Ф.Л.	10	10	В.К.	10
11	П.Т.	10	11	Б.О.	10
12	Х.Р.	10	12	Я.Е.	13
13	Ч.Е.	10	13	Р.Т.	15
14	Г.А.	11	14	Б.Ш.	16

Таблица 2

**Расчет d^2 для рангового коэффициента корреляции Спирмена r_s
при сопоставлении экспериментальной и контрольной групп**

Группа участников, знающих SADT-технологию			Контрольная группа участников, не знающих SADT-технологию		
№ п/п	Затраченное время на поиск дефекта в печатной плате, мин	Ранг _Э	№ п/п	Затраченное время на поиск дефекта в печатной плате, мин	Ранг _К
1	3	1,5	1	3	1
2	3	1,5	2	4	2
3	4	2,5	3	5	3
4	4	2,5	4	6	4,5
5	5	5	5	6	4,5
6	5	5	6	7	6
7	5	5	7	8	7
8	7	7	8	10	9,5
9	9	8	9	10	9,5
10	10	10,5	10	10	9,5
11	10	10,5	11	10	9,5
12	10	10,5	12	13	12
13	10	10,5	13	15	13
14	11	11	14	16	14

анализа деятельности, вторая группа испытуемых выполняла деятельность традиционным способом.

Результаты выполненного задания показаны в табл. 1.

Далее необходимо выяснить, существует ли корреляция в полученных значениях времени для экспериментальной и контрольной групп участников.

Учитывая, что число градаций, или уровней длительности времени невелико, целесообразно применить корреляционный метод, в котором использовать коэффициент ранговой корреляции Спирмена [9].

Основанием для выбора этого коэффициента служат: а) его универсальность, б) простота, в) широкие возможности в решении задач сравнения индивидуальных или групповых ансамблей.

Универсальность коэффициента ранговой корреляции проявляется в его применимости к любым количественно измеренным или ранжированным данным. Простота метода позволяет подсчитывать корреляцию «вручную», не прибегая к использованию компьютерных средств. Уникальность метода ранговой корреляции заключается в сопоставлении индивидуальных иерархий, или профилей, что

недоступно ни одному другому статистическому методу.

Коэффициент ранговой корреляции (r_s) позволяет определить силу и направление корреляционной связи между двумя профилями признаков.

Прежде чем использовать коэффициент ранговой корреляции, укажем ограничения для этого коэффициента. К таким ограничениям относят следующие:

1. Должно быть представлено не менее пяти наблюдений. Верхняя граница выборки представляет не менее 40 [9].

2. В идеальном случае оба коррелируемых ряда должны содержать две последовательности несовпадающих значений. В противном случае необходимо вносить поправку на одинаковые ранги.

В нашем случае имеем две последовательности значений затраченного на поиск дефекта для экспериментальной и контрольной групп участников. Из табл. 1 видно, что указанные ограничения выполнены. Поэтому следует перейти к расчету коэффициента ранговой корреляции Спирмена.

Сформулируем гипотезы:

$H_0: T_{SADT} = T = 0$. Корреляция между временем участников, работающих по SADT-технологии, не отличается от нуля от времени участников, работавших традиционным способом, т. е. без SADT-технологии.

$H_1: T_{SADT} \neq T \neq 0$. Корреляция между временем участников, работающих по SADT-технологии, отличается от нуля от времени участников, работавших традиционным способом, т. е. без SADT-технологии.

T_{SADT} — затраченное время участников знающих SADT-технологию;

T — затраченное время участников, не знающих SADT-технологию.

Для проверки сформулированных гипотез, проанализируем по формуле (1), значения времени испытуемых, работающих по SADT-методологии и без нее, т. е. значения затраченного времени между экспериментальной и контрольной группами испытуемых.

$$r_s = 1 - \frac{6 \cdot \sum(d^2)}{N(N^2 - 1)}, \quad (1)$$

где d — разность между рангами экспериментальной и контрольной групп участников, выполнивших поиск дефекта печатной платы разными технологиями; N — количество ранжируемых значений.

Далее проанализируем интервалы затраченного времени для обеих последовательностей. Припишем меньшему значению меньший ранг. Затем подсчитаем разность между рангами, каждый из которых получен в соответствующей группе. Занесем все необходимые результаты расчетов в табл. 2.

Для применения формулы (1) необходимо рассчитать разность рангов.

$$d = \text{Ранг}_э - \text{Ранг}_к,$$

где под обозначениями $\text{Ранг}_э$, $\text{Ранг}_к$ — понимаем ранги соответственно для экспериментальной и контрольной групп.

В формулу (1) необходимо подставить d^2 , значение которого составило 29 для данного эксперимента. В соответствии с формулой (1) коэффициент корреляции составляет значение 0,937. Заметим, что в [9] установлено при значении коэффициента корреляции $r_s > 0,70$ корреляционную связь считают сильной. Таким образом, получено значение об относительно высоком значении коэффициента корреляции.

Вывод. Полученное значение коэффициента корреляции указывает на эффективность использования участников знаний с применением SADT-методологии при нахождении дефектов в печатной плате. В статье экспериментально показано, что на основе метода ранговой корреляции, знание SADT-методологии и ее использование в проектировании, в частности проверке печатных плат, позволяет создавать изделия в более короткие сроки и с качественной проработкой.

Библиографический список

1. Романова, М. П. Проектирование полосковых устройств СВЧ : учеб. пособие / М. П. Романова. — Ульяновск : УЛГТУ, 2001. — 123 с.
2. Гель, П. П. Конструирование и микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры : учеб. / П. П. Гель, Н. К. Иванов-Есипович. — Л. : Энергоатомиздат, 1984. — 536 с.
3. Осинкина, М. Е. Применение SADT-технологии в конструировании печатных плат / М. Е. Осинкина // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. — 2012. — № 3 (113). — С. 334–339.
4. Марка, Д. Методология структурного анализа и проектирования / Д. Марка, К. Мак Гоуэн. — М. : МетаТехнология, 1993. — 240 с.
5. Zhang H. C. and D. Zhang Concurrent engineering: An Overview from manufacturing engineering perspectives, Concurrent Engineering : Res and App. Vol. 3, № 3, pp. 221–236, 1995.
6. Evbuomwan N. F. O., Sivaloganathan S., and Jebb A. "A state of the art report on concurrent engineering", in Anand J. Paul and Michael Sobolewski (eds) Proceedings of Concurrent Engineering : Research and Applications 1994 Conference, Pittsburgh, Pennsylvania, August 29–31, pp. 35–44, 1994.
7. Skeels J. ISO 10303-227, Application protocol : Plant spatial configuration, committee draft for comment, Dec., 1994.
8. D. Leal. ISO 10303-221, Application protocol : Functional and schematic representation of process plant, committee draft for comment, Nov., 1994.
9. Сидоренко, Е. В. Методы математической обработки в психологии / Е. В. Сидоренко. — СПб. : Речь, 2003. — 350 с.

ОСИНКИНА Марина Евгеньевна, ведущий инженер-конструктор АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения».

ЛОБОВА Галина Николаевна, кандидат физико-математических наук.

Адрес для переписки: marishao@inbox.ru

Статья поступила в редакцию 31.08.2016 г.

© М. Е. Осинкина, Г. Н. Лобова

БОРТОВОЙ КОМПЛЕКС РЕГИСТРАЦИИ КРИТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛОКОМОТИВА

Проведен анализ отказов оборудования локомотивов и основных причин их возникновения для тепловозов эксплуатационных депо Дальневосточной железной дороги. Разработан комплекс регистрации критических параметров тепловоза, в частности, количество оборотов ротора тягового электродвигателя. Проанализировано переходное состояние датчика импульсов и определено напряжение, при котором происходит переход от выключенного к включенному состоянию этого датчика. Предложено схмотехническое решение, предотвращающее ложные срабатывания.

Ключевые слова: отказ оборудования локомотива, бортовая система, триггер Шмидта, помехозащищенность.

В данной работе рассматривается проблема создания бортовой системы с целью диагностирования [1] агрегатов тепловоза. На рис. 1 приведена диаграмма анализа отказов оборудования локомотивов и основных причин их возникновения для тепловозов, приписанных к одному из эксплуатационных депо Дальневосточной железной дороги (далее — депо). Анализ показал, что более 50 % инвентарного парка локомотивов приписки депо приходится на тепловозы серии ТЭМ2 и более 30 % на тепловозы серии ТЭ10, что в общем составляет 84 % парка локомотивов. Следовательно, целесообразно проводить анализ по выборке тепловозов серии ТЭМ2 (рис. 2).

По результатам анализа исходных данных, представленных в книге повреждений и неисправностей локомотивов, мотор-вагонного подвижного состава и их оборудования (форма ТУ-29) за 2012 г. сформированы графики распределения отказов оборудования локомотивов приписки ТЧЭ Тында по различным классификациям. Анализ отказов проводился за период с апреля по июнь 2012 г. Диаграмма, представленная на рис. 3, показывает максимальное количество зафиксированных отказов в указанном периоде по электрооборудованию и дизельным двигателям (34 % и 29 % соответственно). По вспомогательному оборудованию было зафиксировано 15 % отказов.

По распределению, представленному на рис. 4, видно наличие максимального количества отказов у тяговых электродвигателей — 61 отказ, что составляет 17 % от общего количества отказов, и цилиндропоршневой группы — 43 отказа, что составляет 12 % от общего количества отказов.

На основании изложенного для повышения безотказности [2] основное внимание необходимо обратить на контроль технического состояния [3], проблемы организации и оснащения технологических процессов [4] тяговых электродвигателей тепловозов серии ТЭМ2. Был разработан комплекс регистрации критических параметров тепловоза. Один из параметров, регистрируемых этой системой, — это количество оборотов ротора тягового электродвигателя.

Датчик установлен на защитном кожухе приводного редуктора, напротив шестерни. Выходной сигнал индуктивного датчика представляет собой цифровой сигнал, формируемый выходом типа открытый эмиттер. Отсутствие зуба шестерни в зоне

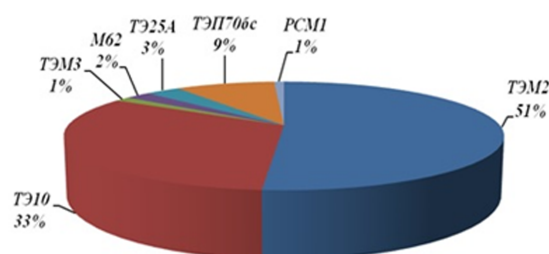


Рис. 1. Распределение инвентарного парка локомотивов

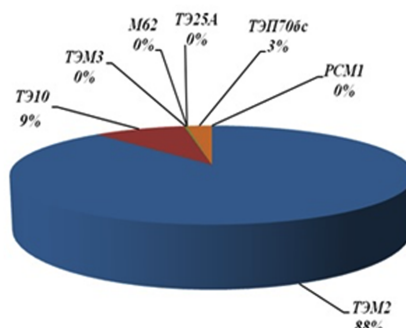


Рис. 2. Основные отказы тепловозов

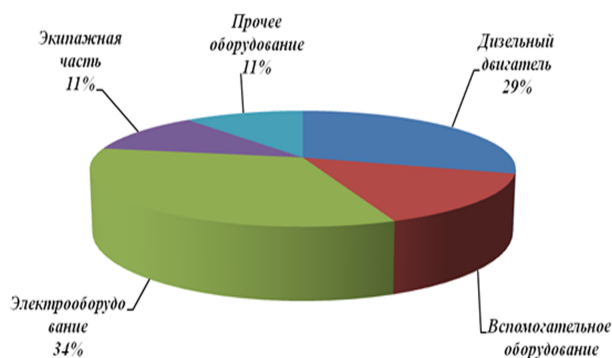


Рис. 3. Распределение отказов по узлам тепловозов серии ТЭМ2, зафиксированных в апреле–июне 2012 года

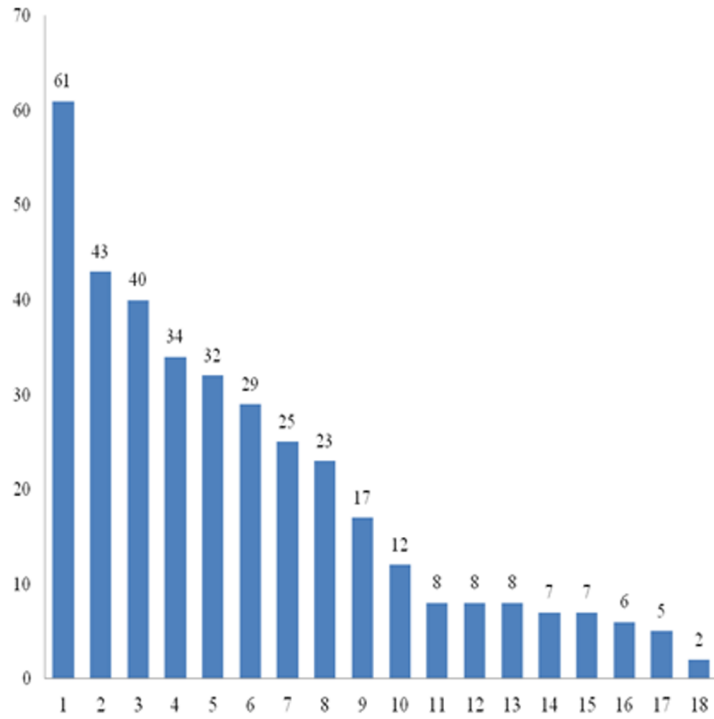


Рис. 4. Отказы по элементам тепловозов серии ТЭМ2

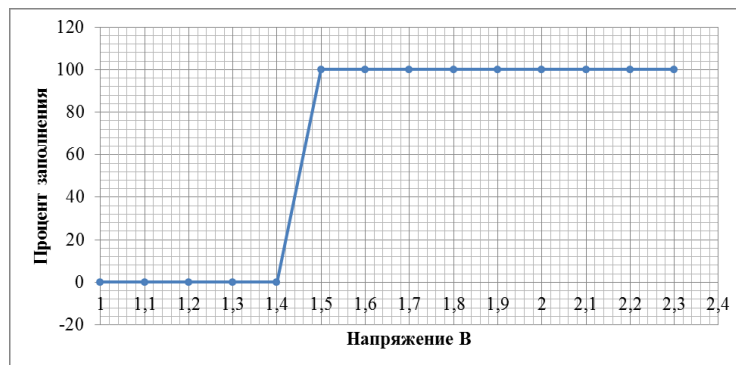


Рис. 5. Неопределенность в диапазоне 1,4–1,5 В

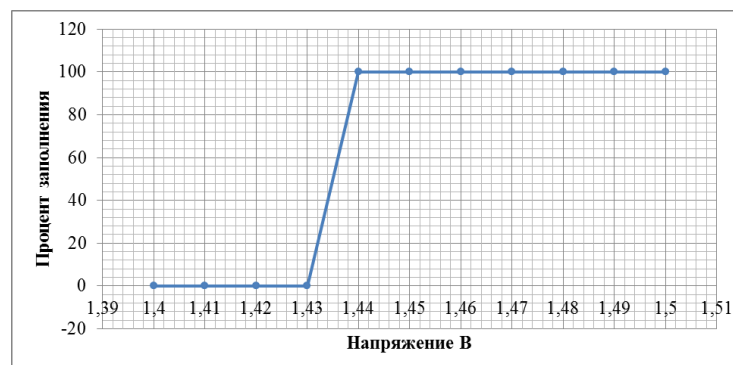


Рис. 6. Неопределенность в диапазоне 1,43–1,44 В

чувствительности датчика соответствует выключенному состоянию выходного транзистора. В этом случае формируется низкий уровень сигнала, соответствующий напряжению 0 В. Высокий уровень зависит от напряжения питания датчика и равен величине напряжения питания минус падение напряжения на выходном транзисторе 0,6 В. При номинальном токе нагрузки. Вследствие того что выходной каскад датчика представляет собой однотактный усилитель, выходной сигнал имеет несимметричную форму. Переход выходного сигнала из низкого в вы-

сокий уровень осуществляется включением транзистора, что обеспечивает высокую крутизну фронта сигнала. Крутизна переднего фронта сигнала будет определяться максимальным током транзистора, импедансом нагрузки, подключенной к датчику. Обратный переход в состояние низкого уровня выходного напряжения осуществляется выключением выходного транзистора датчика. Крутизна заднего фронта определяется емкостью нагрузки датчика и ее активным сопротивлением. Такая несимметричность приводит к тому, что задний фронт импульса

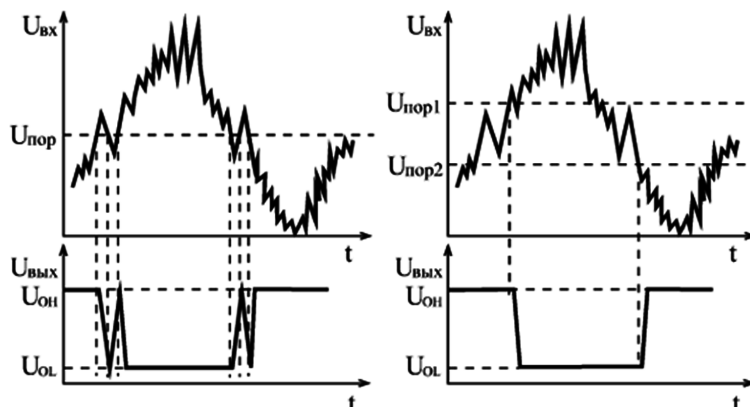


Рис. 7. Восстановление прямоугольной формы сигнала с помощью триггера Шмитта

с датчика имеет крутизну ниже, чем у переднего фронта, особенно в случае высокой емкости нагрузки датчика [5]. Высокая емкость нагрузки может являться одним из следствий наличия длинной линии передачи сигнала от датчика к приемнику.

Подобная асимметрия формы импульса приводит к ложному определению состояния цифрового входа микроконтроллера, выполненного на основе компаратора. Проанализируем работу цифрового входа микроконтроллера AtmelSAM3X8E. Допустимый диапазон входного напряжения составляет от 0 В до значения напряжения питания $U_{пит}$, в данном случае 3,3 В. Согласно документации микроконтроллера, входные напряжения ниже $0,3U_{пит}$ регистрируются как низкий логический уровень, а напряжения выше $0,7U_{пит}$ — как высокий логический уровень. При номинальном напряжении питания $U_{пит} = 3,3$ В данные уровни составят 0,99 В и 2,31 В для низкого и высокого логического уровня соответственно. В случае если значение напряжения на цифровом входе микроконтроллера находится между этими значениями, логическое состояние входа не может быть достоверно определено. Для имитации такого состояния используется экспериментальная установка, состоящая из источника постоянного напряжения, вольтметра, микроконтроллера и персонального компьютера. В качестве источника постоянного напряжения используется источник питания MastechHY 3005D-3 с возможностью регулировки выходного напряжения в диапазоне от 0 до 30 В. В качестве вольтметра используется цифровой вольтметр SanwaRD700 (включен в Госреестр средств измерений, регистрационный № 44402-10). Микроконтроллер исследуется в составе модуля ArduinoDue, с загруженной в него программой, позволяющей передавать состояние цифрового входа микроконтроллера программному обеспечению персонального компьютера.

Состояние цифрового входа регистрируется при различных входных напряжениях в диапазоне неопределенности логического состояния входа микроконтроллера от 0,99 до 2,31 В. В каждой точке производится 1000 измерений, результат записывается как процентное соотношение состояний высокого логического уровня из 1000 измерений. Таким образом фиксируется распределение логических состояний в зависимости от входного напряжения. Начальный шаг измерения выберем 0,1 В.

Из графика на рис. 5 видно, что фактический диапазон неопределенности состояния цифрового входа находится между 1,4 и 1,5 В. Проведем более детальное исследование этого диапазона с шагом 0,01 В.

Полученные данные позволяют рассматривать цифровой логический вход как компаратор с уровнем переключения 1,44 В и отсутствием гистерезиса (рис. 6). Следовательно, для предотвращения ложных срабатываний и повышения помехозащищенности необходимо использовать входную цепь с гистерезисом.

Одним из вариантов такой входной цепи является триггер Шмитта, который применяется для восстановления прямоугольной формы сигнала, транслируемого по длинной несогласованной линии связи (рис. 7).

Шумовой сигнал, превышающий пороговое напряжение $U_{пор}$ переключения цифрового входа микроконтроллера, который выполнен на основе компаратора, может вызывать сбои программы микроконтроллера. Триггер Шмитта имеет два порога переключения $U_{пор1}$ и $U_{пор2}$, амплитуда любого сигнала помехи должна превышать разницу пороговых напряжений для того, чтобы произошло ложное переключение состояния триггера [6].

Наличие гистерезиса приводит к тому, что любые помехи с амплитудой, меньшей величины $(U_{пор1} - U_{пор2})$, не приводят к изменению выходного напряжения триггера Шмитта, а пологие фронты входного сигнала преобразуются в крутые фронты выходного сигнала, при этом амплитуда входного сигнала должна быть больше, чем $(U_{пор1} - U_{пор2})$. На рис. 7 показано, как будет реагировать на сигнал с пологими фронтами и с шумами обычный инвертор и триггер Шмитта с инверсией.

Погрешность измерения периода сигнала индуктивных датчиков с помощью микропроцессора связана с программно-аппаратной реализацией метода измерения. Методика измерения с использованием аппаратных прерываний микроконтроллера должна учитывать задержки связанные с архитектурой конкретного процессора.

При расчете погрешности измерения периодов шести сигналов необходимо учитывать указанные особенности обработки прерываний. Максимальная погрешность измерения возникает при одновременном срабатывании всех шести индуктивных датчиков. Время выполнения программы обработчика прерывания зависит от выполняемых в нем функций и определяется индивидуально для каждого проекта.

В данной работе было проведено исследование наибольшего количества отказов узлов тепловозов серии ТЭМ2. На основе этого исследования было сделано заключение о выборе узлов и параметров этих узлов, контроль которых будет наиболее целесообразным. Также проведен анализ переходного

состояния датчика регистрации импульсов с целью определения критических точек переходов. И предложено схемотехническое решение для предотвращения ложных срабатываний и повышения помехозащищенности.

Библиографический список

1. ГОСТ 20911-89. Техническая диагностика. Термины и определения. — М.: Изд-во стандартов, 1990. — 13 с.
2. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике: основные понятия. Термины и определения. — Введ. 1990—01—07. — М.: Изд-во стандартов 1990. — 11 с.
3. Горский, А. В. Ремонт — только по результатам диагностики / А. В. Горский, А. А. Воробьев, Б. М. Куанышев // Локомотив. — 1998. — № 12. — С. 6—12.

4. ГОСТ 18322-78. Система технического обслуживания и ремонта техники. Термины и определения. — Введ. 1980—01—01. — М.: Изд-во стандартов 1980. — 12 с.

5. Калабеков, Б. А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы / Б. А. Калабеков. — М.: Телеком, 2000. — 336 с.

6. Сергеев, А. Г. Проектирование и выбор электрических элементов систем автоматики / А. Г. Сергеев. — Иваново: ИЭИ, 1974. — 236 с.

ГАРМС Петр Гергардович, аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления.

Адрес для переписки: gg0098y@gmail.com

Статья поступила в редакцию 12.10.2016 г.

© П. Г. Гармс

УДК 621.391.832

Р. Р. ФАХРУТДИНОВ
С. А. ЗАВЬЯЛОВ
А. В. КОСЫХ
К. В. МУРАСОВ

Омский государственный
технический университет

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОДСТРОЙКИ ФАЗЫ В ДЕКАРТОВЫХ СИСТЕМАХ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Применение декартовой системы обратной связи в радиопередающей аппаратуре позволяет реализовывать схемы усилителей мощности, имеющие линейную характеристику. Главной проблемой при создании таких систем являются фазовые сдвиги, вызванные задержкой распространения сигнала через основные узлы системы, приводящие к снижению линейности тракта и к увеличению вероятности самовозбуждения. В статье рассмотрены способы подстройки фазы в петле декартовой обратной связи, позволяющие повысить подавление нелинейных искажений.

Ключевые слова: декартова система обратной связи, усилители мощности, предискажения, подстройка фазы, нелинейные искажения.

Современные системы радиопередачи, использующие сигналы со сложными видами модуляции, а следовательно, и спектра, требуют применения линейных усилителей мощности. При этом одним из важнейших параметров является коэффициент полезного действия, поэтому для снижения уровня нелинейных искажений применение усилителей, работающих в режиме А, нежелательно, что приводит к необходимости применения систем, повышающих линейность, таких как обратная связь, предискажения и др. В [1] рассмотрены различные способы повышения линейности передающего тракта, среди которых способ введения декартовой (cartesian) петли позволяет получить один из лучших результатов подавления искажений, около 30 дБ. Кроме того, данный способ позволяет избежать применения нескольких усилителей мощности и сумматоров, как в способах LINC, LIST, CALLUM.

Структура декартовой системы приведена на рис. 1. Как показано в [2, 3], основное влияние на эффективность линеаризации, а также на устойчивость системы оказывает фазовое согласование сигналов исходных I , Q и демодулированных I' , Q' компонент, поступающих на вход сумматора.

При реализации независимой декартовой петли в интегральном исполнении время распространения сигнала через основные блоки системы, за исключением усилителя мощности, меньше, чем при реализации системы на дискретных элементах, поскольку значение паразитных емкостей и длин соединений меньше, соответственно, меньше фазовые сдвиги, тем не менее их величина является достаточной для ухудшения работы системы.

Для оценки влияния фазовых сдвигов рассмотрим передаточную характеристику системы. Передаточная характеристика описывается выражением:

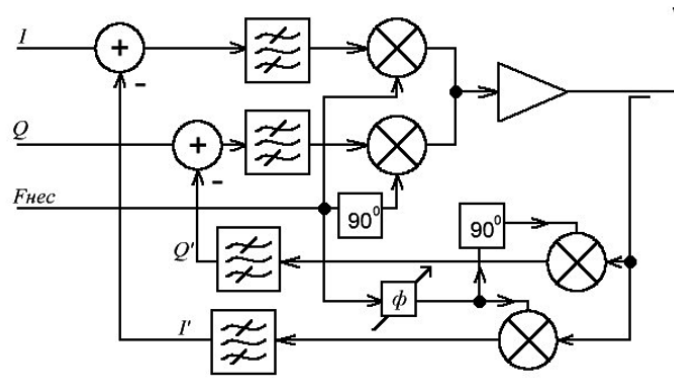


Рис. 1. Структурная схема декартовой системы обратной связи

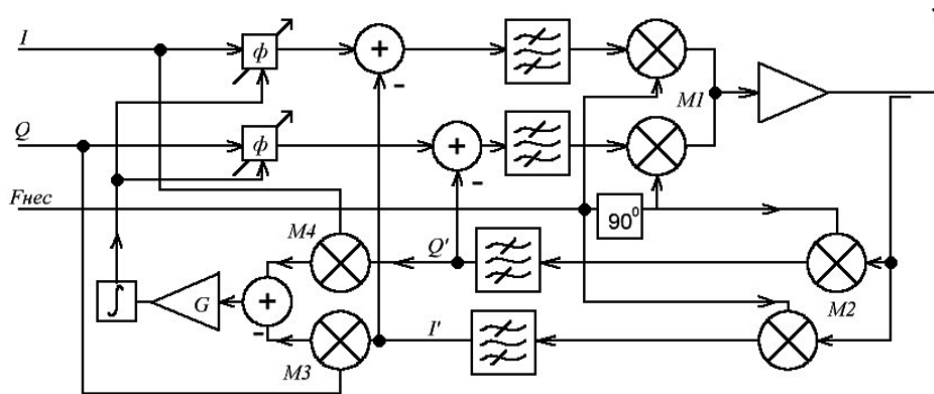


Рис. 2. Декартова система с аналоговой автоматической подстройкой фазы

$$H(s) = \frac{H_f(s)}{1 + H_f(s) \cdot F(s)} \quad (1)$$

где $H_f(s)$ — передаточная характеристика прямого тракта, $F(s)$ передаточная характеристика обратной связи.

Обозначим произведение $H_f(s)$ и $F(s)$ как $L(s)$; зависимость $L(s)$, как показано в [2], от фазового рассогласования имеет вид:

$$L_{\text{eff}}(s, \varphi) = L(s) \cdot \cos \varphi + \frac{(L(s) \cdot \sin \varphi)^2}{1 + L(s) \cdot \cos \varphi} \quad (2)$$

Таким образом, при рассогласовании фаз φ от 0 до $\pi/2$ ошибка увеличивается, вызывая увеличение нелинейности тракта, в худшем случае, при $\varphi = \pi/2$, $L(s, \varphi) = L(s)^2$, а при увеличении φ от $\pi/2$ до π отрицательная ОС переходит в положительную, и система самовозбуждается.

Для решения проблемы самовозбуждения и обеспечения эффективного подавления искажений вводят подстройку фазы. В зависимости от функциональной реализации производится подстройка как фазы сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ гетеродина, так и подстройку фазы исходных или демодулированных квадратур.

Один из способов автоматической подстройки фазового сдвига сигналов, включающий только аналоговые блоки, основан на получении сигнала ошибки согласования фазы и подстройки фазовой характеристики низкочастотных цепей [4, 5].

Принимая квадратуры входного сигнала $I = r \cdot \sin(\theta)$, $Q = r \cdot \cos(\theta)$ и I' , Q' квадратуры демодулированного сигнала после усилителя мощности, используя тригонометрические тождества, можно вычислить рассогласование фаз:

$$IQ' - I'Q = rr' \sin(\theta - \theta') \quad (3)$$

Таким образом, используя два умножителя и схему вычитания, можно получить сигнал ошибки, имеющий монотонное изменение в диапазоне $-\pi/2 < (\theta - \theta') < \pi/2$. Структурная схема реализации автоматической подстройки фазы приведена на рис. 2.

Часть мощности с усилителя ответвляется и поступает на смеситель M2. I' и Q' компоненты помимо фильтра поступают на умножители M3 и M4, на которые также поступают сигналы исходных I и Q компонент, полученные после перемножения сигналы вычитаются и подаются на усилитель G, далее сигнал интегрируется и поступает на управляющий вход фазовращателя Φ .

Сигнал, поступающий на интегратор, описывается выражением:

$$\frac{d\theta}{dt} = -k[r(t)]^2 G \sin(\theta - \theta'), \quad (4)$$

где k — коэффициент пропорциональности, константа, G — усиление сигнала ошибки.

Возможно также использовать полученный сигнал ошибки для подстройки фазы модулирующих сигналов, но, из соображений снижения потребляемой мощности, реализована подстройка исходных I и Q сигналов.

Для обеспечения стабильности работы фазоподстраивающей петли усиление G следует выбирать так, чтобы снижение петлевого усиления до уровня 0 дБ происходило на частотах ниже частоты второго полюса. На стабильность системы, а также эффективность подстройки фазы оказывает влияние неидеальность смесителей, а также квадратурная ошибка, допустимое отклонение не должно превышать $\pm 5^\circ$. Влияние варианта реализации подстройки фазы,

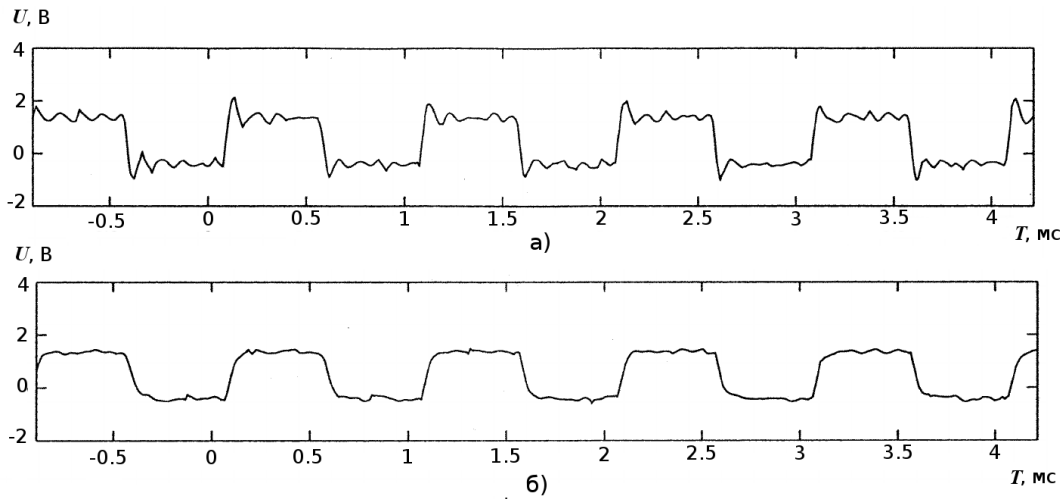


Рис. 3. Влияние подстройки фазы на стабильность декартовой петли:
а) без подстройки; б) с подстройкой

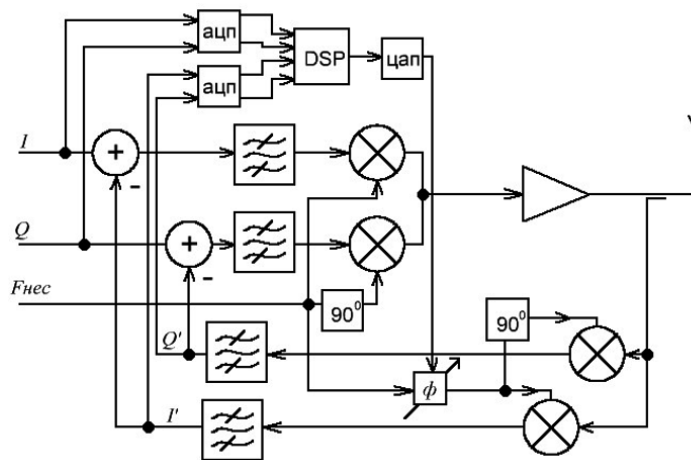


Рис. 4. Декартова система с подстройкой фазы
на основе сигнального процессора (DSP)

описанного в [4], на стабильность приведено на рис. 3. Автоматическая подстройка позволяет поддерживать разность фаз $\pm 9^\circ$, что обеспечивает снижение уровня продуктов 3-го порядка приблизительно на 6 дБ.

Подстройка фазы также может осуществляться с использованием цифровых блоков в составе системы. Структурная схема системы с использованием цифрового сигнального процессора (DSP) [5] приведена на рис. 4. Исходные сигналы I и Q , а также демодулированные сигналы I' и Q' поступают на входы АЦП. Оцифрованные сигналы подаются на сигнальный процессор, где посредством цифровой обработки вычисляется разность фаз сигналов, на основе вычисленной разности формируется управляющее воздействие на фазовращатель Φ .

В основном принцип работы системы аналогичен описанной ранее полностью аналоговой схеме, с той разницей, что преобразования, необходимые для генерирования управляющего воздействия, выполняются процессором после аналогово-цифрового преобразования.

Достоинство цифрового способа регулировки фазы заключается в возможности более точной подстройки фазы, а также, при необходимости, возможности корректировки алгоритма без изменения аппаратной части. Недостатком является повышенная потребляемая мощность, а также внесение в спектр

сигнала дополнительных составляющих, вызванных работой тактового генератора сигнального процессора и АЦП.

Одним из вариантов является способ с измерением фазового сдвига методом прямого фазового квантования [6]. Структурная схема приведена на рис. 5.

Подстраивается фаза несущего сигнала, подаваемого на демодулирующий смеситель. Демодулированный сигнал поступает на смеситель, в качестве модулирующего сигнала выступает квантовая тактовая частота. Это позволяет получить сдвинутый на $\pi/4$ QPSK сигнал на частоте тактирования. Усилитель-ограничитель преобразует модулированный сигнал в цифровой двоичный код, ширина импульса логической 1 квантуется, количество тактов соответствует величине фазового сдвига.

Формирование управляющего сигнала осуществляется блоками цифрового фазовращателя и полосового фильтра, после чего сигнал демодулируется и подается на фазовращатель Φ несущей частоты.

Точность подстройки фазы определяется частотой квантования, а также параметрами смесителей. Достоинством такого метода является отсутствие необходимости в быстродействующих сигнальных процессорах, что позволяет снизить потребление, а также снизить стоимость системы в целом.

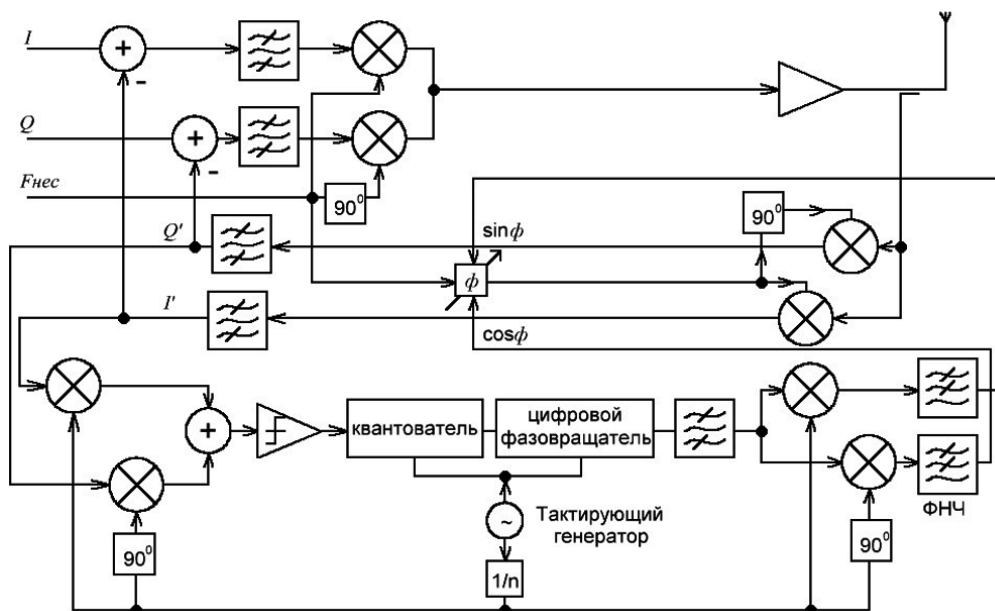


Рис. 5. Декартова система с прямым фазовым квантованием

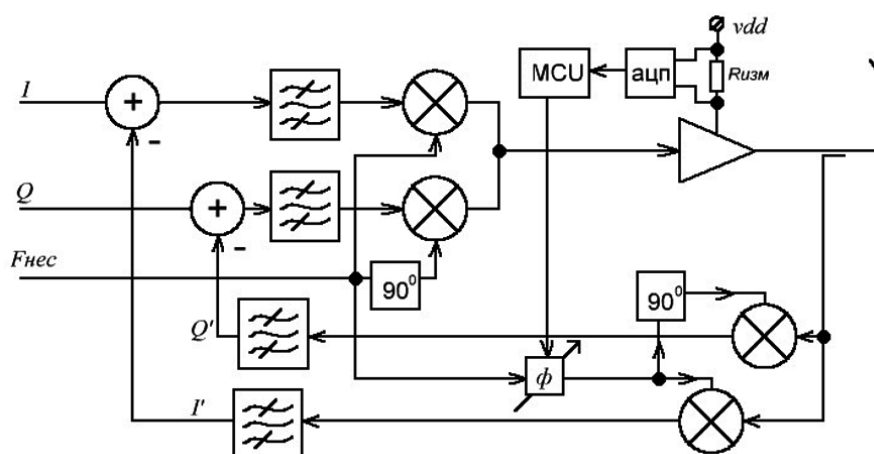


Рис. 6. Декартова система с подстройкой фазы по потребляемому току

Снижение уровня продуктов третьего порядка для системы, рассмотренной в [6], составил 4 дБ при автоматической подстройке, точность подстройки составляет $\pm 5,6^\circ$.

Для получения сигнала подстройки фазы может быть использовано значение тока, потребляемого усилителем мощности, структурная схема приведена на рис. 6 [7].

Потребляемый ток измеряется по падению напряжения на резисторе $R_{изм}$, после чего подается на АЦП.

В зависимости от потребляемой усилителем мощности тока, работающего в режиме АВ, В или С, время распространения сигнала через усилитель изменяется; пример такой зависимости [7] приведен на рис. 7. Ток, потребляемый усилителем, измеряется аналогово-цифровым преобразователем, после чего значение необходимой подстройки фазы берется из таблиц в соответствии с измеренным значением. На рис. 7 сплошной линией обозначена зависимость при увеличении тока, а прерывистой — при уменьшении. Таким образом, процесс представляет собой петлю гистерезиса, что приводит к необходимости производить измерение тока с частотой, превосходящей

частоту изменения энергии радиочастотного сигнала и иметь две таблицы значений фаз.

При оптимально подобранных значениях коррекции фаз в [7] достигнута точность установления фазы $\pm 5^\circ$.

Рассмотренные способы позволяют автоматически подстраивать согласование по фазе, предотвращая самовозбуждение системы и повышая эффективность линейаризации. Аналоговый способ позволяет подстраивать фазу, не внося в спектр дополнительных составляющих, а также имеет невысокое потребление, позволяя повысить подавление искажений на 6 дБ. Использование для обработки сигналов процессора повышает точность фазового согласования, но при этом повышается потребление и появляются недостатки, присущие цифровым схемам, такие как шумы и т.д., а также появляется необходимость в микропроцессорном ядре с высоким быстродействием. Способ прямого квантования позволяет избежать применения дорогостоящих быстродействующих сигнальных процессоров, а также снизить потребление, но при этом точность установки фазы ниже, чем с применением сигнальных процессоров, но при этом подавление продуктов

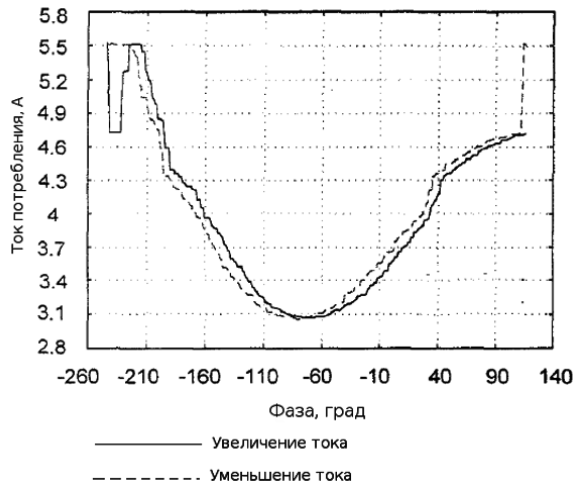


Рис. 7. Типичная зависимость фазы усилителя мощности от потребляемого тока

третьего порядка ниже, и составляет примерно 4 дБ. Наиболее простую структуру имеет способ с измерением потребляемого тока, с точностью подстройки фазы $\pm 5^\circ$, но к его недостаткам следует отнести необходимость итерационного заполнения таблиц зависимостей фазы от потребляемого тока.

Таким образом, для построения независимой интегральной декартовой системы целесообразно применять аналоговый способ подстройки фазы, поскольку он позволяет избежать сложной обработки сигналов, применения микропроцессорного ядра, аналого-цифровых преобразователей и других цифровых блоков, что позволяет уменьшить занимаемую площадь, снизить требования к быстродействию, а также снизить потребляемую мощность.

Библиографический список

1. Молодцов, А. С. Способы повышения линейности высокочастотных усилителей мощности / А. С. Молодцов // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. — 2012. — № 2 (110). — С. 317–322.
2. Молодцов, А. С. Анализ работы декартовой (cartesian) системы обратной связи в радиочастотных усилителях мощ-

ности / А. С. Молодцов, А. В. Косых // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. — 2013. — № 2 (120). — С. 312–314.

3. Briffa, M. Gain and phase margins of cartesian feedback RF amplifier linearization / M. Briffa and M. Faulkner // Journal of electrical and electronics engineering, Australia, Dec. 1994, Vol. 14, № 4. P. 283–289.

4. Dawson, J. L Automatic phase alignment for a fully integrated cartesian feedback power amplifier system / J. L. Dawson, T. H. Lee // IEEE journal of solid-state circuits, Dec. 2003, Vol. 38, № 12. P. 2269–2279.

5. Delaunay, N. A RF Transmitter linearized using cartesian feedback in CMOS 65nm for UMTS standard / N. Delaunay, N. Deltimle, E. Kerhere, D. Belot // WW2011, Jan 2011, Glendale, United States, 2011. P. 49–52.

6. Ohishi, Y. Cartesian feedback amplifier with soft landing / Y. Ohishi, M. Minowa, E. Fukuda, T. Tanano // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Proceedings, PIMRC92 Third IEEE International Symposium, 1992. P. 402–406.

7. Faulkner, M. Performance of automatic phase adjustment using supply current minimisation in a RF feedback linearizer / M. Faulkner, D. Cantos, M. Briffa // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, «Waves of the Year 2000. PIMRC '97», The 8th IEEE International Symposium on Year, Vol. 3.1997. P. 858–862.

ФАХРУТДИНОВ Родион Ренатович, инженер-проектировщик, ассистент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

ЗАВЬЯЛОВ Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики, старший научный сотрудник.

КОСЫХ Анатолий Владимирович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических устройств и систем диагностики, ректор.

МУРАСОВ Константин Владимирович, кандидат технических наук, научный сотрудник, старший преподаватель кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: nprg_11@mail.ru

Статья поступила в редакцию 29.09.2016 г.

© Р. Р. Фахрутдинов, С. А. Завьялов, А. В. Косых, К. В. Мурасов

Книжная полка

Ачильдиев, В. М. Информационные измерительные и оптико-электронные системы на основе микро- и наномеханических датчиков угловой скорости и линейного ускорения / В. М. Ачильдиев, Ю. К. Грузевич, В. А. Солдатенков. — М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2016. — 260 с.

Рассмотрены основные физические принципы работы и особенности функционирования гироскопов различных видов. Исследованы микромеханические гироскопы и акселерометры с рамочной и консольной конструкциями чувствительного элемента с емкостными и автоэлектронными преобразователями и нано-электромеханические измерительные преобразователи для измерения тепловых полей малой интенсивности в инфракрасной и терагерцовой областях спектра. Предложены способы изготовления и локальной инициализации вискера по переменному току после формирования механической структуры чувствительного элемента. Описан синтез регуляторов методом модального управления и идентификации коэффициентов чувствительности к температуре и напряжению питания. Приведены примеры схем построения, моделирования и испытаний систем управления и навигации летательных микроаппаратов на основе бесплатформенных инерциальных блоков, различных информационно-измерительных средств.

ДИАГНОСТИКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИТУАЦИИ ПРИ БЕСКОНТАКТНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ТЕМПЕРАТУРЫ В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ

Проанализирована измерительная ситуация, возникающая при бесконтактном измерении температуры. Выделены основные дестабилизирующие факторы, вызывающие погрешность пирометров. Рассмотрены ключевые принципы построения интеллектуальных измерительных систем промышленного назначения. Проведенное исследование демонстрирует возможность качественно оценивать сложившуюся измерительную ситуацию путем расчета показателей достоверности результатов интеллектуальным пирометром.

Ключевые слова: температура, интеллектуальные измерительные системы, информационная избыточность, достоверность информации.

Одной из областей измерительной техники, где в последнее десятилетие произошел качественный скачок, связанный с появлением и удешевлением новой элементной базы, является область бесконтактных температурных измерений. Показателем этого является широкое распространение тепловизионных систем, а также наполнение рынка средствами бесконтактного измерения температуры (пирометрами) [1]. Основными преимуществами данного метода измерения являются быстроедействие, продолжительный срок службы, измерение температуры в недоступных контактным методам местах, повышение безопасности обслуживающего персонала за счет удаленности от опасных объектов контроля, и т. д. [2]. Однако первоначальные ожидания широкого применения новых систем и приборов бесконтактного измерения температуры с целью замены существующих контактных систем сменились некоторым разочарованием, а точнее, более корректным выбором области их использования.

Основным недостатком систем для бесконтактного измерения температуры является неопределенность (погрешность), обусловленная наличием факторов, связанных не с техническими характеристиками измерительного прибора, а с особенностями измерительной ситуации (процесса передачи информации о температуре) от объекта контроля к измерительному прибору в данный конкретный момент времени.

Процесс бесконтактного измерения температуры является косвенным и происходит поэтапно. Поток излучения, испускаемый нагретым телом, определяется его абсолютной температурой (эта зависимость описывается законом Планка) и состоянием поверхности (которое учитывается спектральным коэффициентом излучения в соответствии с законом Кирхгофа, определяющим долю энергии, излучаемой в окружающее пространство). Кроме того, прежде чем достигнуть приемника излучения

пирометра, происходит снижение интенсивности, вызванное поглощением и рассеянием на атмосферных неоднородностях в пространстве между объектом контроля и прибором [3]. Этот процесс описывается радиометрической цепочкой (рис. 1), в которую входят источник излучения, среда распространения и приемник излучения.

Если для одиночных измерений либо для измерений в априори известных условиях влияние внешних мешающих факторов может быть учтено оператором путем установки соответствующего коэффициента коррекции, то при непрерывном мониторинге технологических процессов в промышленности сделать это затруднительно. В результате изменяющиеся в процессе измерения внешние факторы существенно снижают достоверность полученных результатов, причем погрешность связана не с деградацией характеристик собственно прибора, а с изменением измерительной ситуации.

Любое средство измерения характеризуется погрешностью, которая, согласно ГОСТ Р 8.563-2009 [4], формируется с учетом всех ее составляющих: инструментальной, методической и субъективной.

Инструментальная погрешность, составляющими которой являются основная и дополнительная погрешность, обусловлена несовершенством применяемых средств измерений. Основная погрешность указывается в технической документации на средство измерения и определяется в нормальных условиях эксплуатации. Дополнительная погрешность возникает при отклонении от нормальных условий эксплуатации средств измерения, за счет влияния внешних факторов. В пирометрии к причинам дополнительной погрешности, как правило, относят влажность и температуру окружающей среды, атмосферное давление, электромагнитные поля.

Методическая погрешность обусловлена несовершенством метода измерений или упрощениями, допущенными при измерениях. Методическую

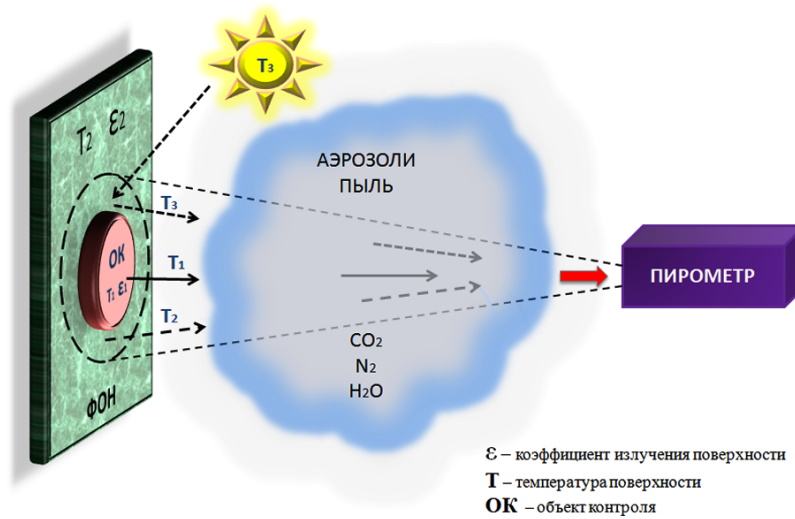


Рис. 1. Радиометрическая цепочка

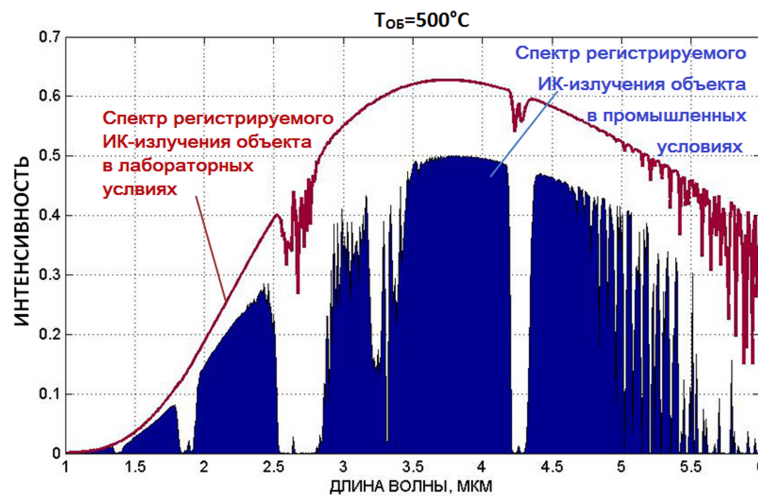


Рис. 2. Спектральное распределение сигнала на выходе приемника излучения при слабом (нормальные условия) и сильном (промышленные условия) влиянии внешних факторов

погрешность образуют неучтенные в приборе параметры радиометрической цепочки: неизвестный коэффициент излучения объекта контроля и фона; поглощение ИК-излучения атмосферными газами; рассеяние излучения на микрочастицах (пыль, дым, туман, дождь); неравномерность температур в поле зрения прибора; отраженное объектом излучение близкорасположенных нагретых тел, и т. д. В производственных условиях данные факторы имеют изменчивый и индивидуальный характер для каждой измерительной ситуации, вследствие чего учесть их в процессе калибровки прибора невозможно. Наиболее наглядно влияние внешних факторов на радиометрическую цепочку можно представить при сравнении спектрального распределения (в рабочей области ИК-диапазона) сигнала на выходе приемника излучения в нормальных условиях (лабораторных условиях, при слабом влиянии атмосферного поглощения) и для случая сильной запыленности, загазованности (рис. 2) [5].

Для снижения влияния указанных выше составляющих методической погрешности на конечный результат можно предложить пути, связанные с диагностикой измерительной ситуации. С одной стороны, необходимо диагностировать измеритель-

ную ситуацию по статусу: допустимо, требует принятия мер, недопустимо. С другой стороны, необходимо предложить методику, которая позволит измерительному прибору (системе) в процессе работы самостоятельно учитывать как можно большее число внешних мешающих факторов и, по возможности, компенсировать их влияние.

В настоящее время при бесконтактном тепловом контроле преобладает классический подход (свыше 90 % всех измерений), предусматривающий применение одноканальных пирометров или тепловизоров. Методика измерения в таких системах предполагает компенсацию дополнительной погрешности путем введения оператором (или производителем) корректирующего коэффициента ϵ , что описывается выражением:

$$T' = F(\epsilon \cdot s(G'(\lambda, T))),$$

где T' — оценка температуры объекта; $F(s)$ — калибровочная характеристика пирометра; $s(G'(\lambda, T))$ — реакция на принятое ИК-излучение со спектральной интенсивностью $G'(\lambda, T)$.

Оценка возникающей при действии внешних дестабилизирующих факторов систематической по-

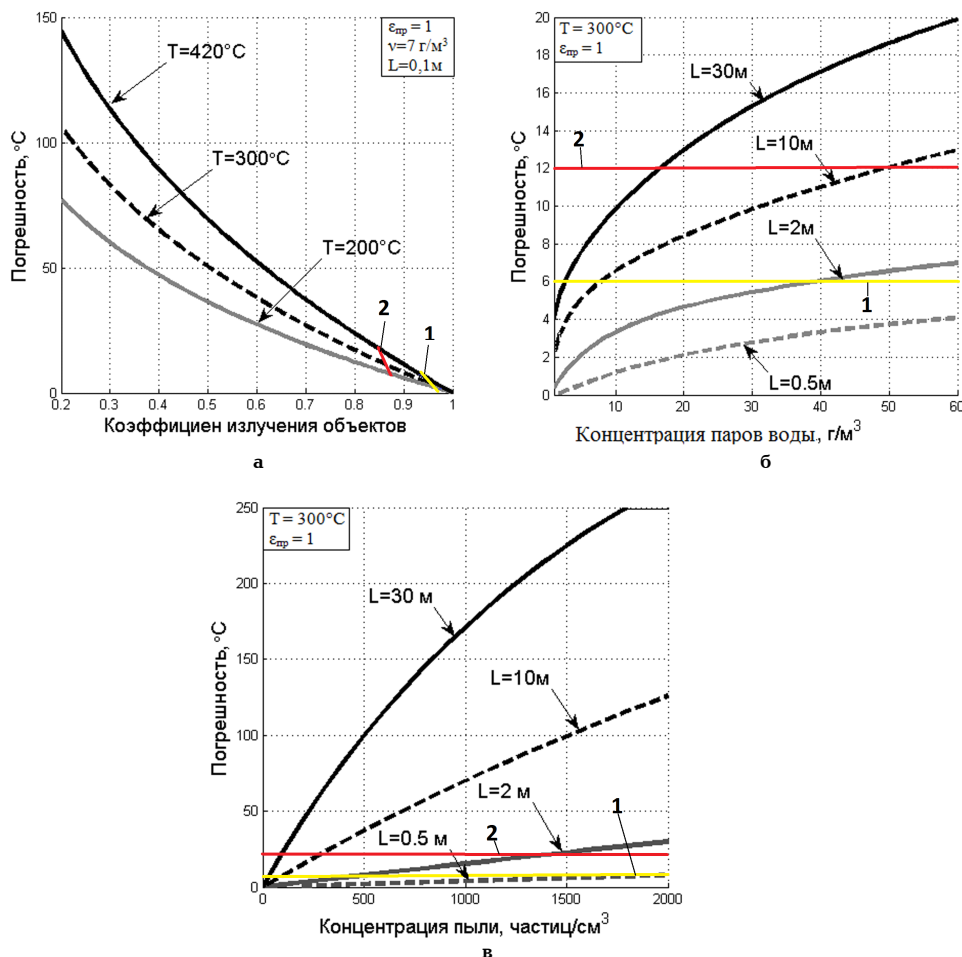


Рис. 3. Погрешность пирометра частичного излучения в зависимости от: а) коэффициента излучения объекта; б) концентрации паров воды; в) концентрации пыли.
 T — температура объекта; ϵ_{np} — коэффициент коррекции прибора;
 ν — концентрации H_2O ; L — расстояние от объекта до пирометра

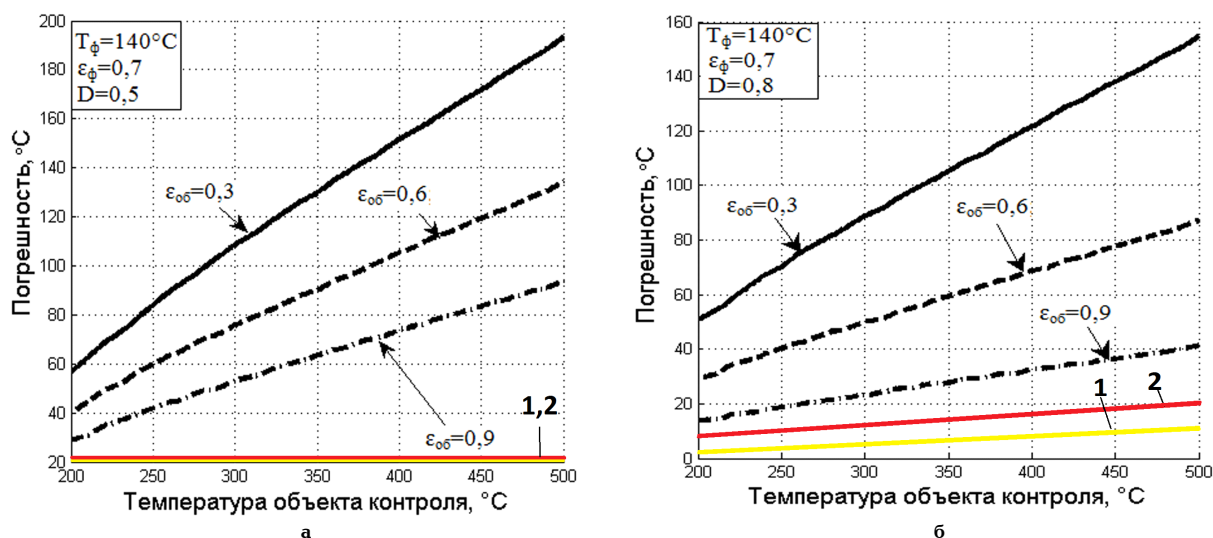


Рис. 4. Погрешность пирометра частичного излучения в зависимости от влияния фонового излучения:
 $\epsilon_{ок}$ — коэффициент излучения объекта; ϵ_{ϕ} — коэффициент излучения фона;
 D — соотношение площади объекта, попадающего в поле зрения прибора, к общей площади поля зрения прибора

грешности измерений была проведена методом имитационного моделирования для наиболее распространенного класса пирометров частичного излучения (рис. 3–4). В целом пирометры данного типа позволяют получить хорошие результаты либо

в условиях приближенных к калибровочным, когда влияние внешних факторов незначительно, либо при подборе оптимального коэффициента коррекции, если оператор (или производитель) сможет качественно определить факторы, определяющие допол-

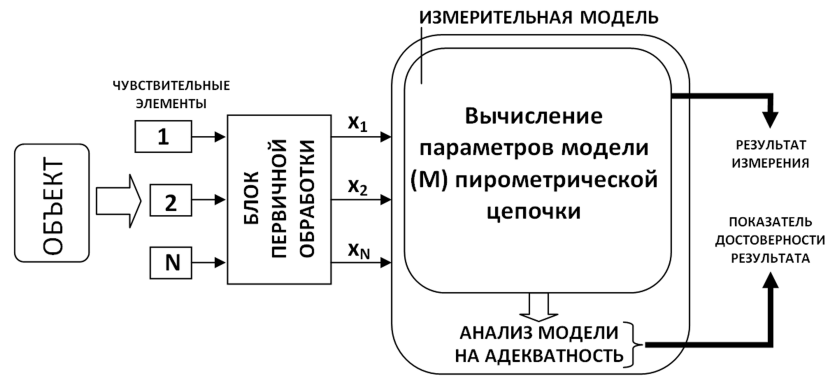


Рис. 5. Обобщенная функциональная схема интеллектуального пирометра

нительную погрешность. Таким образом, достоверность пирометрических измерений напрямую зависит от точности вносимой оператором информации об измерительной ситуации, что приводит к возможному появлению существенной субъективной погрешности.

Система, которая при диагностике измерительной ситуации способна корректировать показания температуры по оценке полученной информации в данный момент, должна обладать информационной избыточностью. В то время как одноканальные системы не способны решить данную задачу из-за своей ограниченности, применение концепции многоканальной спектральной пирометрии позволяет обозначить пути решения.

Существующие многоканальные системы (полихроматические, цветовые) чаще всего ориентированы на конкретное применение и учет влияния конкретного внешнего фактора. Технической особенностью построения данных пирометров является использование нескольких (более одного) участков спектра в ИК диапазоне. Классическим примером служит двухканальный пирометр спектрального отношения, позволяющий компенсировать интегральный коэффициент излучения объекта. Приборы данного типа применяют для измерения высоких температур (свыше 1000 °С), в частности, в металлургии [6].

Предлагаемая концепция построения многоканальной системы заключается в возможности использования дополнительных спектральных каналов измерения, показания которых слабо коррелируют между собой с точки зрения реакции на внешние мешающие факторы. Оценка температуры (результат измерений) формируется путем последующей статистической обработки канальных данных с учетом накопленной информации о текущем состоянии измерительной ситуации. Другими словами, применение данного алгоритма обеспечивает интеллектуализацию прибора.

Под интеллектуальным пирометрическим датчиком следует понимать средство измерений, которое:

- 1) адаптируется к текущим условиям измерения, снижая величину общей погрешности;
- 2) помимо выдачи оператору результата измерений параллельно осуществляет функцию метрологического самоконтроля.

На рис. 5 представлена обобщенная функциональная схема интеллектуального пирометра, реализующего принцип информационной избыточности. Количество измерительных каналов N должно пре-

вышать количество вычисляемых параметров M радиометрической цепочки. Данное техническое решение позволяет параллельно определять N альтернативных оценок температур. Принцип работы интеллектуального пирометра основан на подборе заранее заданных параметров измерительной модели (т.е. каждый прибор настраивается индивидуально под специфику измерительной ситуации в месте предполагаемой установки), при которых реальные выходные сигналы всех каналов будут соответствовать своим расчетным величинам с заданным уровнем допуска. Итоговые значения параметров выбираются из условия минимума среднего отклонения между реальными и расчетными сигналами. Сама величина отклонения является параметром, свидетельствующим о степени достоверности оценки [7–8]. Показатель достоверности — это критерий оценки измерительной ситуации, который имеет три статуса качества результата измерений:

- 1) ДОПУСТИМЫЙ (нормальные условия эксплуатации).
- 2) ПОГРАНИЧНЫЙ (требует внимания или принятия мер).
- 3) НЕДОПУСТИМЫЙ (показаниям прибора доверять нельзя).

Граница статуса ДОПУСТИМЫЙ определяется, например, значением основной погрешности (1 на рис. 3, 4, 6), где $\sigma = \pm 2\%$ — основная погрешность пирометра, в соответствии ГОСТ 28243-96 [9]. Предел статуса ПОГРАНИЧНЫЙ определяется с учетом дополнительной погрешности (2 на рис. 3, 4, 6), где $\pm 2\sigma$ — предел дополнительной погрешности. Соответственно, статус НЕДОПУСТИМЫЙ говорит о том, что показания прибора некорректны, а погрешность выше заявленной.

Проверка эффективности предложенного метода проводилась с использованием пятиканальной опытной установки. На первом этапе экспериментально определена реакция пяти приемников излучения в ближнем ИК-диапазоне (1...5 мкм) (среди которых: четыре узкополосных с интерференционными фильтрами и один широкополосный датчик) на излучение от модели абсолютного черного тела в диапазоне температур 200...500 °С. Далее, на основе полученных данных, проведено имитационное моделирование ситуации, возникающей в случае влияния фонового излучения (объект заполняет поле зрения прибора частично). Данный фактор влияния является наихудшим из рассмотренных выше, поскольку погрешность измерения пирометром частичного излучения в заданных при моделировании условиях всегда соответствует статусу НЕДОПУСТИМЫЙ (рис. 3–4).

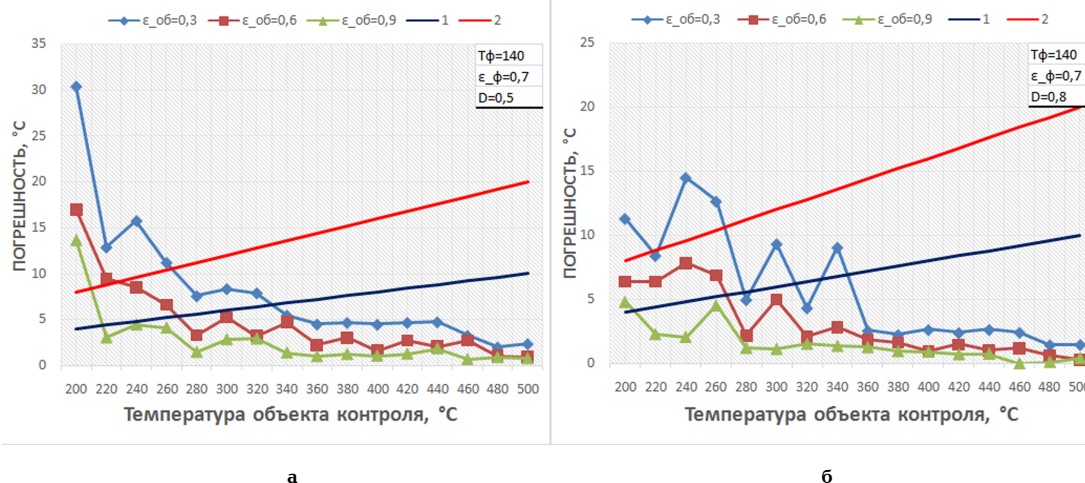


Рис. 6. Погрешность пятиканального пирометра в зависимости от влияния фонового излучения

Для случая многоканального интеллектуального пирометра ситуация кардинально меняется. На рис. 6 приведены результаты имитационного моделирования при определении температуры объекта данным прибором в условиях влияния фонового излучения (набор внешних факторов рис. 4а соответствует набору факторов рис. 6а, аналогичное соответствие рис. 4б и рис. 6б). Предложенная многоканальная система позволяет снизить погрешность в соответствии с ГОСТ 28243-96 ($\pm 2\%$). С точки зрения достоверности результатов измерений, произошедший сдвиг границы статуса качества измерений по сравнению с одноканальным пирометром. Причем если многоканальный пирометр индицирует текущий статус результата, то для одноканальной системы статус неизвестен, т. е. если при измерении температуры сложится ситуация, когда в поле зрения прибора попадет не только объект контроля, но и другие объекты (экранирование, фон), то пирометр частичного излучения выдаст некорректный результат, причем никакой информации о возникновении подобной ситуации оператор не получает.

Проведенное исследование подтверждает значимость и целесообразность проведения диагностики измерительной ситуации при бесконтактных температурных измерениях, которую эффективно выполняет метод многоканальной интеллектуальной пирометрии. Главное достоинство предложенного метода заключается в автоматическом самоконтроле качества результата проводимых измерений с представлением полной информации пользователю о текущем состоянии измерительной ситуации, что снижает риски и вероятность принятия ошибочных решений.

Библиографический список

1. Вавилов, В. П. Инфракрасная термография и тепловой контроль : моногр. / В. П. Вавилов. — М. : ИД Спектр, 2009. — 544 с.
2. Minkina, W. Infrared Thermography. Errors and Uncertainties / W. Minkina, S. Dudzik. — N. Y. : John Wiley & Sons,

2009. — 212 p.

3. Госсорг, Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение / Ж. Госсорг. — М. : Мир, 1988. — 416 с.
4. ГОСТ Р 8.563—2009. Методика (методы) измерений. — Введ. 2009—15—12. М. : Стандартинформ, 2011. — 16 с.
5. Ionov, A. V. Metrological Problems of Pyrometry: an Analysis and the Prospects for Solving Them. Measurement Techniques, 2013, Vol. 56, № 6, P. 658—663.
6. Магунов, А. Н. Спектральная пирометрия / А. Н. Магунов. — М. : ФИЗМАТЛИТ, 2012. — 248 с.
7. Ионов, А. Б. Интеллектуализация прибора как способ минимизации влияния человеческого фактора при бесконтактных температурных измерениях / А. Б. Ионов, Н. С. Чернышева, Б. П. Ионов, Е. В. Плоткин // Приборы. — 2014. — № 6. — С. 1—10.
8. Ионов, Б. П. Использование температурно-спектрального представления данных для спектрально-статистической многоканальной пирометрии / Б. П. Ионов, А. Б. Ионов, Н. С. Чернышева, А. В. Ольшанский // Приборы. — 2015. — № 11. — С. 5—11.
9. ГОСТ 28243—96. Пирометры. — Введ. 2004—01—01. — М. : Изд-во стандартов, 2003. — 8 с.

ЧЕРНЫШЕВА Надежда Сергеевна, аспирантка кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: nadejda13.90@mail.ru

ИОНОВ Борис Петрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: bion_rtu@mail.ru

ИОНОВ Антон Борисович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: antionov@mail.ru

Статья поступила в редакцию 12.10.2016 г.

© Н. С. Чернышева, Б. П. Ионов, А. Б. Ионов