

ISSN 1998-6629

ВЕСТНИК

САМАРСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национального исследовательского
университета)

№ 2 (44)

2014

УДК 05
ББК Я5

ВЕСТНИК
САМАРСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО АЭРОКОСМИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
имени академика С. П. КОРОЛЁВА (национального исследовательского университета)

VESTNIK
of the
SAMARA STATE AEROSPACE UNIVERSITY

№ 2 (44)
2014

Главный редактор

Шахматов Е. В., д.т.н., профессор, СГАУ

Editor in Chief

Shakhmatov Ye. V., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Заместители главного редактора

Балакин В. Л., д.т.н., профессор, СГАУ

Прокофьев А. Б., д.т.н., профессор, СГАУ

Deputies Chief Editor

Balakin V. L., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Prokofiev A. B., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Ответственный секретарь

Прохоров А. Г., к.т.н., доцент, СГАУ

Executive Editor

Prokhorov A. G., Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor, SSAU

Реакционная коллегия

Аншаков Г. П., член-корр. РАН

Астафьев В. И., д.ф.-м.н., профессор, СамГТУ

Барвинок В. А., член-корр. РАН

Богатырев В. Д., д.э.н., профессор, СГАУ

Гречников Ф. В., член-корр. РАН

Казанский Н. Л., д.т.н., профессор, СГАУ

Кирилин А. Н., д.т.н., профессор,

ФГУП «ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс»

Комаров В. А., д.т.н., профессор, СГАУ

Кузьмичёв В. С., д.т.н., профессор, СГАУ

Лукачёв С. В., д.т.н., профессор, СГАУ

Сойфер В. А., член-корр. РАН

Шорин В. П., академик РАН

Editorial Board

Anshakov G. P., Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences

Astafiev V. I., Doctor of Sciences (Physics and Mathematics), Professor, SSTU

Barvinok V. A., Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences

Bogatryov V. D., Doctor of Sciences (Economics), Professor, SSAU

Grechnikov F. V., Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences

Kazansky N. L., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Kirilin A. N., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, CSDB

Komarov V. A., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Kuzmichyov V. S., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Lukachyov S. V., Doctor of Sciences (Engineering), Professor, SSAU

Soifer V. A., Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences

Shorin V. P., Academician of the Russian Academy of Sciences

Журнал входит в утвержденный ВАК при Минобрнауки России Перечень российских рецензируемых научных журналов, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук

Журнал включен в общероссийский каталог ОАО «Роспечать». Подписной индекс – 18264

© Самарский государственный
аэрокосмический университет
443086, Самара, Московское шоссе, 34.

© Samara State Aerospace University
34, Moskovskoye Shosse, Samara
443086, Russian Federation

☎ +7 (846) 267 48 41; e-mail: vest@ssau.ru

СОДЕРЖАНИЕ

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ВЫБОР СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ПРИ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ <i>Н. В. Горячев, В. А. Трусов, Н. К. Юрков</i>	7
МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕАКЦИЙ P-N ПЕРЕХОДА НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ <i>Г. А. Боднарчук</i>	11
РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, ПАРАЗИТИРУЮЩИЙ НА СИГНАЛАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ <i>А. В. Борисенков, О. В. Горячкин, В. Н. Долгополов, Б. Г. Женгуров</i>	16
ВЫБОР ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАНИЙ ЛОПАТОК ЭНЕРГОАГРЕГАТОВ <i>А. И. Данилин, А. А. Грецов</i>	25
СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ АВТОДИННОГО СИГНАЛА В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ВРАЩАЮЩИХСЯ УЗЛОВ ТУРБОАГРЕГАТОВ <i>А. И. Данилин, А. А. Грецов</i>	30
ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДА, ЗАДАННОГО ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ И МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ <i>В. А. Олейников</i>	35
УСТРОЙСТВО ДЛЯ СНЯТИЯ АМПЛИТУДНО – ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ <i>С. В. Тюлевин, М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, С. В. Елизаров</i>	41
РАСЧЁТ МОЩНОСТИ, РАССЕЙВАЕМОЙ НА КОРПУСЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ПРИ ПРЯМОМ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОМ РАЗРЯДЕ <i>А. В. Костин</i>	47
УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОЭЛЕМЕНТОВ <i>Г. П. Шопин, С. В. Тюлевин, М. Н. Пиганов, А. В. Наседкин</i>	56
УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОДГОНКИ ТОЛСТОПЛЁНОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ <i>М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, А. В. Столбиков, Ю. П. Ерендеев</i>	61
УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОТБРАКОВКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ <i>С. В. Тюлевин, М. Н. Пиганов, Г. П. Шопин, А. И. Архипов</i>	68
СИСТЕМЫ ДКМВ-РАДИОСВЯЗИ: РАЗРАБОТКА, ПРОИЗВОДСТВО И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ <i>Д. В. Лучин, М. Ю. Сподобаев</i>	74

СТРУКТУРНОЕ ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ ИЗМЕРЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ КРОВИ	
<i>А. А. Федотов, С. А. Акулов, А. С. Акулова</i>	80
БОРТОВОЙ ЛИДАР ДЛЯ ПОИСКА И ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОСХОДЯЩИХ ПОТОКОВ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА	
<i>Г. И. Леонович, С. А. Матюнин, В. Д. Паранин, А. М. Шорников, М. В. Савельев</i>	85
АНАЛИЗ СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕТОДА ОЦЕНКИ ВАРИАБЕЛЬНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА	
<i>А. А. Федотов, С. А. Акулов, А. С. Акулова</i>	93
ОСОБЕННОСТИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КЛАСТЕРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	
<i>А. И. Меркулов, А. Ю. Лавров, Д. С. Бурков</i>	98
ОСНОВЫ ОПТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ ИНФОРМАТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СЛОЖНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ	
<i>В. Н. Нестеров, Д. В. Нестеров</i>	105
СПЕКТР ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА С ДВУЛУЧЕПРЕЛОМЛЯЮЩИМ ВНЕШНИМ РЕЗОНАТОРОМ	
<i>А. М. Уденеев, В. Д. Паранин</i>	112
РАЗРАБОТКА ТЕСТОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ УСТРОЙСТВ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	
<i>А. В. Наседкин, И. Ю. Шумских</i>	118
ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ СОЗДАНИЯ КАТАПУЛЬТ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
<i>В. П. Тарануха, С. А. Петрушин, А. Ю. Печенкин, В. А. Глушков</i>	125
ДИСКРЕТНО-ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ВРАЩАЮЩИХСЯ УЗЛОВ ЭНЕРГОАГРЕГАТОВ	
<i>А. И. Данилин, В. М. Гречишников</i>	129
МЕТОДИКА АНАЛИЗА ТЕМПЕРАТУРНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ В МИКРОСХЕМАХ	
<i>Г. Ф. Краснощекова, С. В. Тюлевин, А. В. Наседкин, Р.О.Мишанов</i>	138
УСТРАНЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МИКРОРЕЛЬЕФА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА	
<i>А. Д. Абрамов, Ф. Ф. Буканов</i>	142

CONTENTS

AUTOMATED SELECTION OF COOLING SYSTEM FOR RADIO ELECTRONIC DESIGN OF THERMOPHYSICAL <i>N. V. Goryachev, V. A. Trusov, N. K. Yurkov</i>	7
SIMULATION OF RESPONSES P-N JUNCTION TO DYNAMIC INFLUENCES <i>G. A. Bodnarchuk</i>	11
SYNTHETIC APERTURE RADAR, PARASITIC ON BROADCAST TELEVISION SIGNALS <i>A. V. Borisenkov, O. V. Goryachkin, V. N. Dolgoplov, B. G. Zhengurov</i>	16
PRIMARY CONVERTERS FOR THE IMPLEMENTATION OF DOPPLER METHOD FOR MEASURING BLADE OSCILLATION POWER UNIT <i>A. I. Danilin, A. A. Gretsikov</i>	25
CIRCUIT DESIGN RECEIPT AUTODYNES SIGNAL TO CONVERTER DISPLACEMENT PARAMETERS ELEMENTS ROTATING PARTS OF TURBINE UNIT <i>A. I. Danilin, A. A. Gretsikov</i>	30
ESTIMATING UNCERTAINTY OF MEASUREMENT PERIOD SPECIFIED IN THE PULSE SIGNALS AND METHOD IMPROVE MEASUREMENT ACCURACY <i>V. A. Oleynikov</i>	35
DEVICE FOR REMOVING AMPLITUDE - FREQUENCY AND PHASE CHARACTERISTICS OF THE AMPLIFIER <i>S. V. Tyulevin, M. N. Piganov, G. P. Chopin, S. V. Elizarov</i>	41
CALCULATION OF POWER DISSIPATION IN CORDS OF ONBOARD EQUIPMENT OF SPACE VEHICLE IN DIRECT ELECTROSTATIC DISCHARGE <i>A. V. Kostin</i>	47
CONTROL DEVICE NONLINEAR DISTORTION RADIOELEMENT <i>G. P. Chopin, S. V. Tyulevin, M. N. Piganov, A. V. Nasedkin</i>	56
DEVICE FOR FIT MLCC <i>M. N. Piganov, G. P. Chopin, A. V. Stolbikov, Y. P. Ereendeev</i>	61
DEVICE FOR REJECTION OF SEMICONDUCTOR DIODES <i>S. V. Tyulevin, M. N. Piganov, G. P. Chopin, A. I. Arkhipov</i>	68
HF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS: DEVELOPMENT, AND PERSPECTIVE SOLUTIONS <i>D. V. Luchin, M. Y. Spodobaev</i>	74
STRUCTURE OF ARTERIAL BLOOD PRESSURE MONITORS <i>A. A. Fedotov, S. A. Akulov, A. S. Akulova</i>	80
AIRBORNE LIDAR IN ENSURING GLIDING UAV FLIGHT MODE <i>G. I. Leonovich, S. A. Matyunin, V. D. Pararin, A. M. Shornikov, M. V. Savelev</i>	85

ANALYSIS RANDOM UNCERTAINTIES OF HEART RATE VARIABILITY <i>A. A. Fedotov, S. A. Akulov, A. S. Akulova</i>	93
FEATURES COMPUTER SIMULATION PERFORMANCE CLUSTER ELECTROMAGNETIC TRANSDUCER <i>A. I. Merkulov, A. Y. Lavrov, D. S. Burkov</i>	98
BASIS OF MEASUREMENT OF OPTICAL COMPONENTS INFORMATIVE COMPLICATED MOVEMENTS <i>V. N. Nesterov, D. V. Nesterov</i>	105
SPECTRUM OF SEMICONDUCTOR LASER WITH AN EXTERNAL BIREFRINGENT RESONATOR <i>A. M. Udeneev, V. D. Paranin</i>	112
METHOD OF PRODUCTION TESTING OF ELECTRONIC PARTS <i>A. V. Nasedkin, I. Y. Shumskikh</i>	118
ONE METHOD TO BUILD FLYING VEHICLE LAUNCH CATAPULTS <i>V. P. Taranukha, S. A. Petrushin, A. Y. Pechenkin, V. A. Glushrov</i>	125
DISCRETE PHASE CONVERTERS MOVING ELEMENTS ROTATING UNITS POWER UNITS <i>A. I. Danilin, V. M. Grechishnikov</i>	129
METHODOLOGY ANALYSIS OF TEMPERATURE ANPRYAZHENY INTO CHIPS <i>G. F. Krasnoschekova, S. V. Tyulevin, A. V. Nasedkin, R.O. Mishanov</i>	138
TROUBLE ERROR PARAMETERS DETERMINATION MICRORELIEF OPTOELECTRONIC ON THE BASIS OF CORRELATION ALGORITHM <i>A. D. Abramov, F. F. Bukanov</i>	142

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ВЫБОР СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ПРИ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

© 2014 Н.В. Горячев, В.А. Трусов, Н.К. Юрков

Пензенский государственный университет

Изложен принцип автоматизированного выбора унифицированной конструкции системы охлаждения, реализуемый в процессе теплофизического проектирования радиоэлектронных средств, который использует результаты натурного и вычислительного экспериментов.

РЭС, охлаждение, теплоотвод, проектирование.

Для эффективного использования информационно-измерительного комплекса исследования теплоотводов, предложенного авторами [1], разработана методика теплофизического проектирования (ТФП). Следует, что под термином ТФП подразумевается последовательность действий, приводящая к выбору системы тепловой защиты радиоэлектронного средства (РЭС) и его теплонагруженных элементов. Результатом, получаемым в ходе выбора тепловой защиты того или иного теплонагруженного элемента РЭС, является тип системы охлаждения (СО). Как справедливо отмечено в работе [2], сегодня промышленностью выпускается широкая номенклатура унифицированных конструкций СО. Фактически унифицированные СО покрывают большую часть потребностей конструктора РЭС. Вследствие чего, для решения типовых конструкторских задач, отпадает необходимость в применении достаточно сложных методов расчёта теплоотвода [3], которые хотя и хорошо изучены, но при

этом достаточно трудоёмки. При решении типовых конструкторских задач, к которым относится расчёт теплоотвода для полупроводникового элемента в стандартном корпусе, авторы предлагают использовать методику ТФП, в которой ключевым, завершающим этапом является выбор унифицированной конструкции СО.

Настоящая методика распространяется на РЭС, СО в которых работают в стационарном тепловом режиме с естественным или принудительным воздушным охлаждением при изменении температуры окружающей среды от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$ и атмосферного давления от 5 до 1520 мм рт. ст. (от 665 до 202160 Н/м²).

Методика может применяться при разработке конструкций РЭС, работающих в заданном тепловом режиме и содержащих теплонагруженные элементы в стандартном корпусе.

Структурная схема методики представлена на рис. 1.

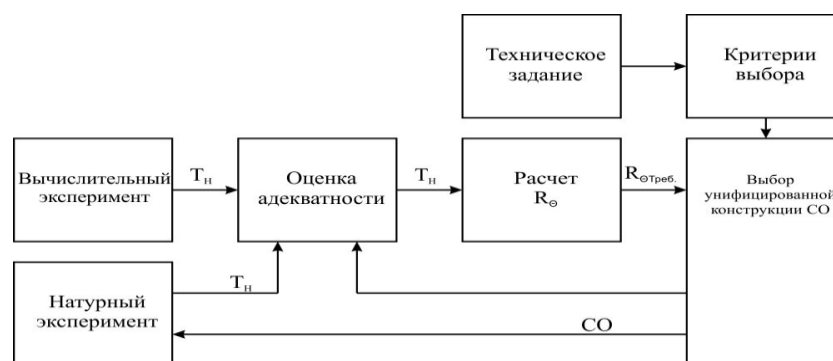


Рис. 1. Структурная схема методики теплофизического проектирования с элементами автоматизированного выбора СО

На основе требований, изложенных в техническом задании, конструктор, учитывая набор критериев, должен выбрать систему охлаждения, которая позволит обеспечить нормальный тепловой режим РЭС и её элементов. Для решения этой задачи предлагается в единой методике объединить результаты вычислительного и натурного экспериментов. Такое объединение позволяет обеспечить всестороннее решение трудноформулируемой задачи ТФП, решение которой, как правило, связано с построением сложной математической модели (ММ) СО или всего РЭС. Однако, как известно, построение ММ и её связь с реальным объектом осуществляется с помощью упрощения и идеализации модели. Исходя из этого ММ СО содержит неточности, которые зачастую незаметны

при нормальном режиме работы СО, но проявляют себя при тяжёлых и критических режимах эксплуатации. Вследствие этого, по мнению авторов, крайне важно в процессе ТФП использовать не только результаты вычислительного эксперимента, направленного на исследование ММ, но и результаты натурного эксперимента, направленного на исследование полученного в ходе проектирования решения.

Наряду с учётом результатов вычислительного и натурного экспериментов, а также применением системы автоматизированного выбора системы охлаждения [2], отличительной особенностью предлагаемой методики является наличие трёх векторов функционирования (табл. 1).

Таблица 1. Векторы функционирования

Вектор функционирования	Последовательность действий
Вычислительный	1. Исследование тепловой ММ СО. 2. Оценка адекватности. 3. Определение R_{Θ} , ΔT . 4. Выбор унифицированной конструкции СО.
Натурный	1. Исследование физической модели СО. 2. Оценка адекватности. 3. Определение пригодности СО. 4. Выбор унифицированной конструкции СО.
Объединённый	1. Исследование тепловой ММ и физической модели СО. 2. Оценка адекватности. 3. Определение R_{Θ} , ΔT для ММ. 4. Определение пригодности физической модели СО. 5. Выбор унифицированной конструкции СО.

Вычислительный вектор - это режим, когда для исследования используется ММ СО и по результатам исследования осуществляется выбор унифицированной конструкции СО.

При реализации натурального вектора в распоряжении конструктора имеется физический образец СО, т.е. натурная модель, которая и подвергается исследованию с целью определения его пригодности для решения поставленной задачи охлаждения, и объединённый вектор работы, при котором исследуются обе модели, что позволяет не только провести корректный выбор унифицированной конструкции СО, но и оценить взаимную адекватность моделей.

При любом векторе функционирования методики на финальном этапе производятся

следующие действия:

1) на основе данных о корпусе теплонагруженного элемента ограничивается список возможно применимых унифицированных конструкций СО;

2) учитывая полученное ранее значение требуемого теплового сопротивления $R_{\Theta\text{Треб.}}$, которое позволит обеспечить нормальный тепловой режим, осуществляется выбор одного или нескольких типов СО, удовлетворяющих следующему критерию:

$$R_{\Theta\text{Треб.}} \geq R_{\Theta\text{СО}}, \quad (1)$$

где $R_{\Theta\text{Треб.}}$ - требуемое тепловое сопротивление СО, обеспечивающее нормальный тепловой режим ЭРЭ;

$R_{\theta CO}$ - тепловое сопротивление унифицированной СО;

3) учитывая дополнительные (не основные) критерии, такие как геометрия СО, ориентация на поверхности печатной платы или РЭС и т.п., осуществляется окончательный выбор СО унифицированной конструкции.

Как следует из вышеизложенного, основным критерием выбора унифицированной СО является соотношение (1). Фактически выбор СО происходит по основному её параметру - тепловому сопротивлению ($R_{\theta CO}$), значение которого приводится в технической документации СО. Многолетний опыт конструирования теплонагруженных РЭС показывает, что тепловое сопротивление - это универсальная величина, объединяющая в себе такие параметры СО, как эффективная площадь, тепловая проводимость материала и т.д. Дальнейшие испытания методики, основанной на учёте только $R_{\theta CO}$, доказали возможность решения задачи выбора СО для элементов РЭС, испытывающих заданную тепловую нагрузку и имеющих

стандартный корпус. Методика опробована на практике при выборе унифицированной СО для полупроводниковых транзисторов и диодов в стандартных корпусах SOT-93, TO-3, TO-60, TO-63, TO-66, TO-126, TO-218 TO-220 и ряда других.

Одновременно, в результате апробации предложенной методики, проходившей в процессе совершенствования лабораторного стенда [4], доказано, что методика является адекватной, а результаты её применения воспроизводимыми.

Таким образом, предложенная методика позволяет полностью использовать функциональные возможности современного научно-исследовательского оборудования [1,4], в частности, объединить в единой проектной среде вычислительный и натурный эксперименты, а также автоматизированный выбор унифицированной конструкции СО [5], необходимость в котором обоснована в работе [2].

Библиографический список

1. Горячев Н.В., Юрков Н.К. Совершенствование структуры современного информационно измерительного комплекса // Инновационные информационные технологии. 2013. Т. 3. № 2. С. 433-436.
2. Горячев Н.В., Юрков Н.К. Концепция создания автоматизированной системы выбора теплотвода электрорадиоэлемента. // Современные информационные технологии. 2010. № 11. С. 171-176.
3. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре: учебник для вузов по спец. "Конструир. и произв. радиоаппаратуры". М.: Высш. шк., 1984. 247 с.
4. Горячев Н.В., Граб И.Д., Лысенко А.В., Андреев П.Г., Трусов В.А. Стенд исследования тепловых полей элементов конструкций РЭС // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2008. Т. 2. С. 162-166.
5. Горячев Н.В. Алгоритм функционирования системы поддержки принятия решений в области выбора теплотвода электрорадиоэлемента // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". 2012. Т. 2. С. 238-238.

Информация об авторах

Горячев Николай Владимирович, аспирант, Пензенский государственный университет. E-mail: ra4foc@yandex.ru. Область научных интересов: информационные технологии.

Трусов Василий Анатольевич, кандидат технических наук, доцент, Пензенский государственный университет. E-mail:

kipra@mail.ru. Область научных интересов: тепловые процессы в РЭС.

Юрков Николай Кондратьевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой, Пензенский государственный университет. E-mail: Yurkov_NK@mail.ru. Область научных интересов: конструирование радиоэлектронных средств.

AUTOMATED SELECTION OF COOLING SYSTEM FOR RADIO ELECTRONIC DESIGN OF THERMOPHYSICAL

© 2014 N.V. Goryachev, V.A. Trusov, N.K. Yurkov

Penza State University, Penza, Russian Federation

Explain the principle of automated selection of uniform design of the cooling system, implemented in the process of designing thermal electronic means, which uses the results of natural and computational experiments.

RES, cooling, heat sink, design.

References

1. Goryachev N.V., Jurkov N.K. Improving the structure of modern information-measuring complex // Innovative information technologies. 2013. T. 3. № 2. pp.433-436. (In Russ.)
2. Goryachev N.V., Jurkov N.K. The concept of creating an automated system of choice electroradioelements heatsink // Modern information technology. 2010. № 11. pp. 171-176. (In Russ.)
3. Dulnev G.N. Transfer of heat and mass in radioelectronic equipment: textbook for universities on special. "Design. and Manuf. of radioequipment" M.: High school., 1984. p.247.
4. Goryachev N.V., Grab I.D., Lysenko A.V., Andreev P.G., Trusov V.A. Stand study of thermal fields of structural elements radio electronic equipment // Proceedings of the International Symposium Reliability and quality. 2008. T. 2. pp. 162-166. (In Russ.)
5. Goryachev N.V. The algorithm of functioning of decision support systems in the selection electroradioelements // Proceedings of the International Symposium "The reliability and quality." 2012. T. 2. pp. 238-238. (In Russ.)

About the authors

Goryachev Nikolay Vladimirovich, post-graduate the Penza state university. E-mail: ra4foc@yandex.ru. Area of research: information technology.

Trusov Vasily Anatolievich, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of Department. Penza State University.

E-mail: kipra@mail.ru. Area of research: thermal processes in the RES.

Yurkov Nicholay Kondrat'evich, Doctor of Sciences (Engineering), Head department Design and production of radio, Professor Penza state university, Penza, Russian Federation. E-mail: Yurkov_NK@mail.ru. Area of research: designing electronic means.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕАКЦИЙ P-N ПЕРЕХОДА НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ

© 2014 Г.А. Боднарчук

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Моделируются процессы, протекающие в p-n переходе под действием ступенчатого смещающего напряжения и импульсного освещения.

Преобразователь перемещения в код, уравнение непрерывности, фотоприёмник, моделирование.

Введение

В настоящее время p-n-переход является базовой структурой для создания полупроводниковых изделий электронной техники (ИЭТ). Его работа осуществляется в стационарном и нестационарном (импульсном) режимах. Наиболее интересным для практического применения является импульсный режим работы. При этом, в качестве импульсного воздействия на p-n-переход может рассматриваться излучение или изменяющееся со временем напряжение смещения. Интерес представляет токовая реакция p-n-перехода. Численное моделирование позволяет понять механизмы явлений, а также может использоваться для разработки конструкции ИЭТ, например, фотоприёмников полупроводниковых преобразователей перемещения в код.

Постановка задачи

Процессы, протекающие в p-n-переходе, описываются системой уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial n}{\partial t} = G - R + \nabla \cdot (D_n \nabla n - \mu_n n \nabla \varphi), \\ \frac{\partial p}{\partial t} = G - R + \nabla \cdot (D_p \nabla p + \mu_p p \nabla \varphi), \\ \Delta \varphi = -\frac{e}{\varepsilon \varepsilon_0} (p - n + N), \end{cases} \quad (1)$$

где G , R - темпы генерации и рекомбинации, соответственно; e - заряд электрона; ε - диэлектрическая проницаемость среды; ε_0 - абсолютная диэлектрическая проницаемость.

В данной постановке задачи, в качестве независимых переменных выступают: x, y, z -

пространственные координаты; t - время ($t \in [0; +\infty]$).

Зависимыми переменными являются: $n(x, y, z, t)$ - концентрация электронов; $p(x, y, z, t)$ - концентрация дырок; $\varphi(x, y, z, t)$ - электростатический потенциал ($E = -\nabla \varphi$).

В качестве параметров выступают: параметры вещества: μ_n, μ_p - подвижности электронов и дырок, соответственно; D_n, D_p - их коэффициенты диффузии; параметры процессов рекомбинации, концентрация легирующей примеси ($N = N_d - N_a$, где N_d - концентрация доноров, N_a - концентрация акцепторов), n_i - собственная концентрация носителей заряда.

Параметры эксперимента: $U(t)$ - напряжение смещения на p-n-переходе; $G(x, y, z, t)$ - интенсивность генерации неравновесных носителей.

В качестве измеряемой величины используется

$$I(t) = \int j(x, y, z, t) ds, \quad (2)$$

где $I(t)$ - зависимость от времени тока через p-n-переход.

Интеграл плотности тока берётся по плоскости контакта.

Для решения (1) определим начальные и граничные условия.

Начальное распределение концентрации электронов, дырок и электростатического потенциала будем находить решением (1)

для стационарного случая

$$\begin{cases} \nabla(D_n \nabla n - \mu_n n \nabla \varphi) = R, \\ \nabla(D_p \nabla p + \mu_p p \nabla \varphi) = R, \\ \Delta \varphi = -\frac{e}{\epsilon \epsilon_0} (p - n + N). \end{cases} \quad (3)$$

Граничные условия для поверхностей электрических контактов (электродов) запишутся в виде

$$\begin{cases} \varphi = V(t) + \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}}{n_i} \right], \\ n = \frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}, \\ p = -\frac{N}{2} + \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right)^2 + n_i^2}. \end{cases} \quad (4)$$

Граничными условиями для остальных поверхностей будут отсутствие потоков дырок, электронов и производной электростатического потенциала по нормали к этим поверхностям.

Для моделирования процессов рекомбинации использована рекомбинация Шокли-Рида-Холла. Для неё

$$R(n, p) = \frac{np - n_i^2}{\tau_n(p + n_i) + \tau_p(n + n_i)}, \quad (5)$$

где τ_n, τ_p - время жизни электронов и дырок, соответственно.

Результаты моделирования

Для моделирования *p-n*-перехода использовался *pin* диод. Поскольку диод симметричен, расчёт проводился для половины диода. Структура правой половины приведена на рис.1. На рис.2 приведён профиль легирования вдоль оси симметрии.

В качестве параметров использовались следующие величины: $T = 300\text{K}$ - температура; $\epsilon = 11,5$ - диэлектрическая проницаемость кремния; $n_i = 1,46 \cdot 10^{10} \frac{1}{\text{см}^3}$ - собственная концентрация носителей; $\mu_n = 800 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{сек}}$ - подвиж-

ность электронов; $\mu_p = 200 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{сек}}$ - дырочная подвижность; $D_n = \frac{kT}{q} \cdot \mu_n$, $D_p = \frac{kT}{q} \cdot \mu_p$ - коэффициенты диффузии; $\tau_n = \tau_p = 1 \cdot 10^{-7}$ сек - время жизни носителей.

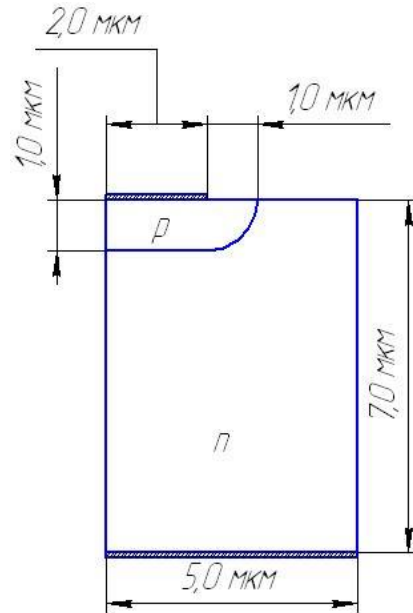


Рис.1. Pin – диод в разрезе

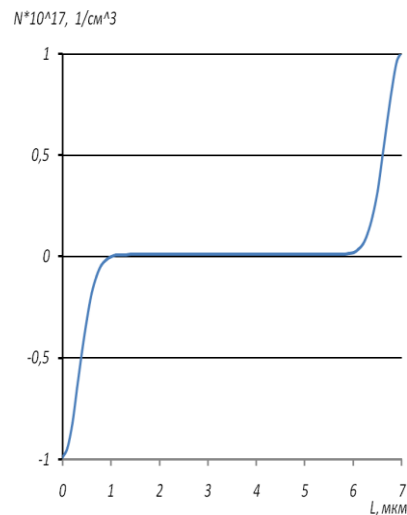


Рис.2. Профиль легирования вдоль оси симметрии

Первоначально, на основе (3)–(5) проведён расчёт прямой ветви ВАХ диода, а также влияние на неё излучения. Результаты расчётов представлены на рис.3 и 4, соответ-

ственно и совпадают с результатами ВАХ [1].

Для показанных на рис.4, мощности излучения распределены следующим образом: $P_{G0} = 0, P_{G0} < P_{G1} < P_{G2}$. Общий характер кривых соответствует теоретическим положениям [2].

Расчёты реакций диода на динамические воздействия проводились для двух видов воздействий.

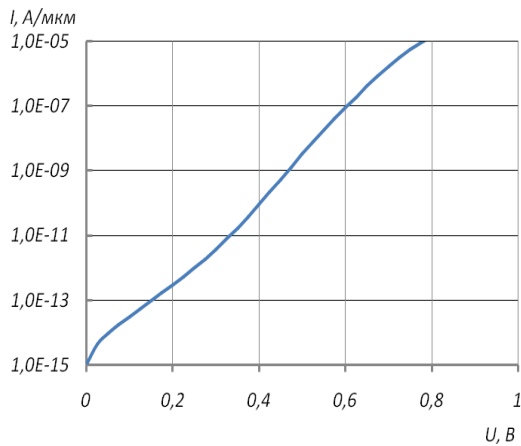


Рис.3. ВАХ диода

1. Моделирование реакции на изменение прямого смещающего напряжения.

В качестве динамического воздействия использовались: подача ступенчатого напряжения амплитудой 1В и длительностью фронта 10 нс и подача импульсного напряжения амплитудой 1В с длительностью фронта и спада по 10 нс. Результаты расчётов приведены на рис.5 и 6, соответственно.

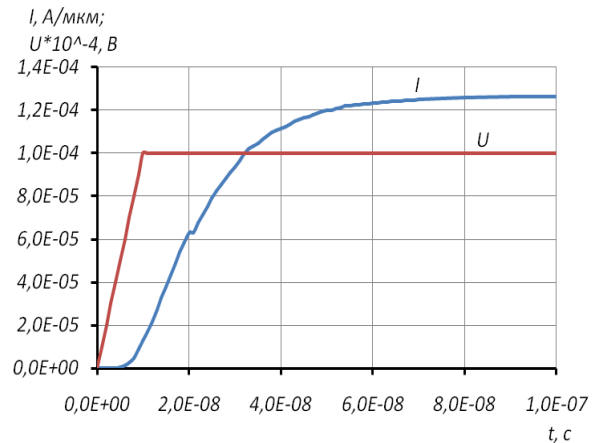


Рис.5. Реакция диода на подачу ступенчатого напряжения

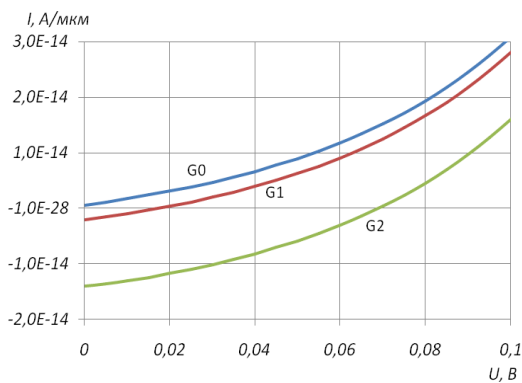


Рис.4. Влияние излучения на ВАХ диода

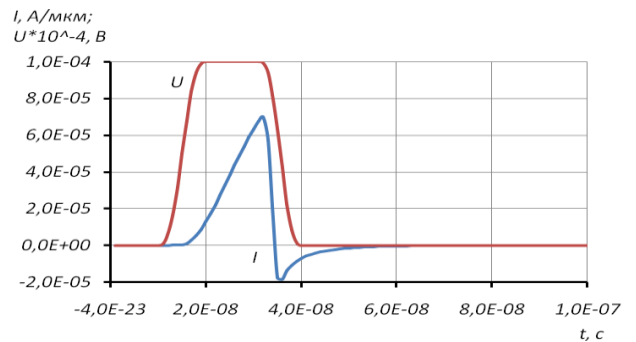


Рис.6. Реакция диода на подачу импульсного напряжения

2. Моделирование реакции на импульсное излучение.

В качестве динамического воздействия использовался импульс освещения длительностью 25 нс и длительностями фронта и спада по 10 нс. Результаты расчётов приведены на рис.7.

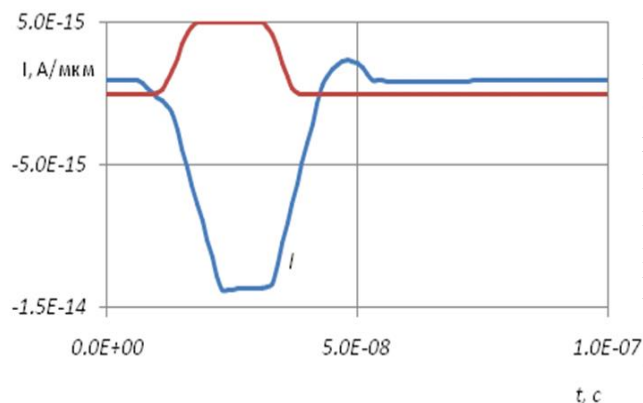


Рис.7. Реакция диода на импульс излучения

Выводы

Математическая модель процессов, протекающих в $p-n$ переходе, состоящая из системы уравнений (1) с начальными и граничными условиями (3), (4) позволяет получить количественное описание процессов при импульсном воздействии и может быть использована при разработке ИЭТ на основе $p-n$ переходов, в частности, фотоприёмников полупроводниковых преобразователей перемещения в код.

В качестве ограничения применения модели можно указать, что в данной модели $p-n$ переход может рассматриваться только как источник напряжения.

Библиографический список

1. FEMLAB User's Guide. Version 3.1. COPYRIGHT 1994–2004 by COMSOL AB.
2. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. М.: Радио и связь, 1990. 264с.

Информация об авторах

Боднарчук Геннадий Александрович, ассистент, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет).

E-mail: Gennadiy.Bodnarchuk@gmail.com.
Область научных интересов: автоматизированные системы управления, элементы и устройства систем управления.

SIMULATION OF RESPONSES P-N JUNCTION TO DYNAMIC INFLUENCES

© 2014 G.A. Bodnarchuk

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The processes proceeding in $p-n$ junction under the influence of step offsetting voltage and impulse lighting are simulated.

Convertor of moving to the code, continuity equation, photo detector, simulation.

References

1. FEMLAB User's Guide. Version 3.1. COPYRIGHT 1994–2004 by COMSOL AB.
2. Vikulin I.M., Stafeev V.I. Physics of semiconductor devices. M.: Radio and communica-

About the author

Bodnarchuk Gennadiy Alexandrovich, assistant, E-mail: Gennadiy.Bodnarchuk@gmail.com.
Area of research: automated control systems, elements and devices of control systems.

УДК 621. 382

РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, ПАРАЗИТИРУЮЩИЙ НА СИГНАЛАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

© 2014 А.В. Борисенков, О.В. Горячкин, В.Н. Долгополов, Б.Г. Женгуров

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Самара

В статье описывается система получения радиолокационного изображения (РЛИ) с использованием в качестве зондирующего сигнала ТВ-вещания по схеме бистатического радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА). Приводится описание основных функциональных и конструкторских особенностей аппаратуры, рассмотрен алгоритм формирования РЛИ. Также приведены результаты, полученные в ходе проведённого натурного эксперимента.

Апертура, радиолокатор, ТВ-вещание, алгоритм, изображения местности.

Введение

Последние годы характеризуются развитием новых технологий радиолокации, в основу которых положен симбиоз методов синтеза апертуры антенны и многопозиционного наблюдения (МПРСА). Данные системы позволяют не только обнаруживать объекты в пространстве, определять их координаты и характеристики, но и реализовывать технологию радиовидения протяжённых объектов в трёхмерном пространстве наблюдения. Всё это создаёт предпосылки для создания новых типов сетевых систем радиолокационного наблюдения, использующих элементы космического, авиационного, мобильного и стационарного наземного базирования. Среди МПРСА особенный интерес представляют системы, получившие в литературе название «РСА-паразиты», поскольку для решения целевой задачи эти системы используют чужие радиосигналы, иногда сигналы радиосистем, не являющихся собственно радиолокаторами. Например, это могут быть

системы спутниковой навигации, системы космической связи, системы радио и ТВ-вещания и т.п. Такой подход к созданию МПРСА привлекателен в экономическом отношении, так как некоторые элементы системы уже развёрнуты. Кроме того создаваемые элементы МПРСА могут быть пассивными, что обеспечивает высокую скрытность разворачиваемой системы и, в свою очередь, может быть весьма актуальным для военных применений. Однако при использовании уже существующих нерадиолокационных систем возникают проблемы с синхронизацией приёмопередающей аппаратуры, трудности с цифровой обработкой сигнала. Информационные характеристики РСА-паразита могут оказаться не очень хорошими, так как используемые сигналы не предназначены для радиовидения. Сравнительные характеристики параметров сигналов некоторых радиосистем, которые можно использовать для паразитического радиолокационного наблюдения, приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры сигналов, используемых для построения РСА-паразитов

Параметры	FM-радио	ТВ-вещание	Сотовые телефонные станции GSM-1800	Системы GPS/GLONAS
Полоса частот, кГц	50	6000	1000	10000
Диапазон несущих частот, МГц	66...108	48,5...694	1805...1880	1164...1215, 1525...1575
Потенциальное пространственное разрешение, м	6000	50	300	30

Приведём эксперимент, проведённый в Поволжском государственном университете телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ) и иллюстрирующий некоторые особенности реализации МПРСА (в рассматриваемом случае бистатической РСА (БиРСА)), паразитирующей на ТВ-сигнале. Схема проведения эксперимента показана на рис.1. Сигнал, излучаемый передатчиком ТВ-вещания, регистрируется в приёмнике, который находится на движущемся объекте (в описываемом эксперименте – автомобиль) по двум каналам: прямой – непосредственно от телецентра; отражённый – после отражения от поверхности Земли.

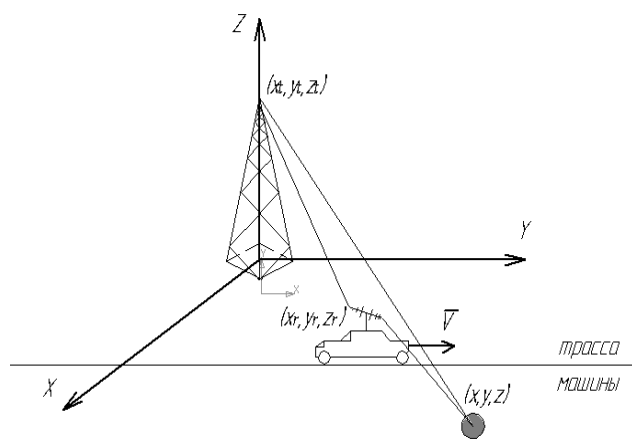


Рис. 1. Геометрия МПРСА, паразитирующей на сигналах ТВ-вещания

К интересным особенностям подобной реализации БиРСА можно отнести возможность одновременного зондирования подстилающей поверхности на различных несущих частотах (табл. 2), в зависимости от выбранного телевизионного канала. Недостатком системы является сравнительно низкое пространственное разрешение (50...100 метров).

Таблица 2. Список каналов эфирного телевидения в г. Самаре

Название	Частота, мГц	Номер канала
СТС	49,75	1
ОРТ	77,25	3
Терра Домашний	175,25	6
Скат ТНТ	183,25	7
РТР	199,25	9
НТВ	471,25	21
Петербург	487,25	23
Культура	503,25	25
Рио	519,25	27
Муз ТВ	583,25	35
ТВ-3	599,25	37
ТВЦ	679,25	47
Спорт	703,25	50

Описание экспериментальной аппаратуры

Экспериментальный комплекс состоит из антенно-фидерного устройства (рис.2), системы автономного электропитания, трёхканального приёмного устройства, подсистемы управления и регистрации, аппаратуры спутниковой навигации.



Рис. 2. АФУ МПРЛК, установленное на автомобиле

Внешний вид трёхканального приёмника показан на рис. 3. Его размеры составляют 340x220x130 мм, вес – 3,5 кг. Корпус изготовлен из пластика. Потребляемая мощность устройства составляет 50 Вт. На внешней стороне корпуса расположены две декоративные решетки для осуществления вентиляции устройства, а также шнур питания для подключения к сети переменного напряжения 220 В, выключатель питания, отсек для предохранителя, разъём для подключения к COM-порту управляющего компьютера, три кабеля для подключения к регистрирующему устройству с разъёмами.

На верхней крышке устройства располагаются три отверстия для подключения внешних телевизионных антенн. Трёхкана-



Рис. 3. Внешний вид трёхканального приёмника

льный приёмник состоит из нескольких основных блоков: контроллер управления тюнером, усилитель, блок питания, кроссплата. Контроллер управления предназначен для управления тюнером, установки частоты телевизионного канала, изменения величины усиления принимаемого сигнала, измерения параметров принимаемого канала, амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления; поддержки пакетов управления от персонального компьютера. Контроллер построен на основе однокристального микроконтроллера AT90PWM3 фирмы ATMEL. Микроконтроллер содержит 8-битное вычислительное ядро производительностью до 16 миллионов операций в секунду, внутреннее ОЗУ объёмом 1 К, ПЗУ объёмом 8 К, 8-канальный 10-разрядный АЦП, 10-разрядный одноканальный ЦАП, драйвер последовательного канала, внутренний тактовый генератор. Данный микроконтроллер позволил построить компактный и достаточно многофункциональный контроллер. В контроллере осуществлена полная гальваническая развязка последовательного канала от персонального компьютера при помощи оптронных пар, что исключило попадание шумов от персонального компьютера по шине «Земля». На входы АЦП через низкочастотные фильтры заведены сигналы амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления. Измеряемая величина сигнала на входе АЦП не превышает 5 В, что соответствует величине 1023 на выходе АЦП. Сигнал управления усилением тюнера формируется на выходе ЦАП и изменяется от 0 до 5 В. Последовательный канал позволяет принимать и передавать пакеты со скоростью 9600 бод. На каждом контроллере, входящем в состав устройства, установлены переключатели, задающие адрес каждого контроллера, что позволяет управлять каждым контроллером в отдельности. Для данного контроллера был разработан оригинальный протокол обмена данными, позволяющий оптимально использовать программно-аппаратные ресурсы микроконтроллера. Блок усилителя предназначен для ограничения полосы принимаемого сигнала, усиления сигнала с ограни-

ченной полосой до необходимой величины, перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией, детектирования амплитуды выходного сигнала. Принимаемый сигнал с выхода тюнера имеет широкий спектр 0...40 МГц. Полезная составляющая в принимаемом сигнале находится в полосе 30...38 МГц. Для выделения данного сигнала используется стандартный телевизионный ПЧ-фильтр, который даёт достаточно большое ослабление сигнала. Для усиления достаточно широкополосного сигнала используется дифференциальный усилитель NE592 с полосой пропускания до 50 МГц и фиксированным усилением равным 100. Для согласования низкого входного сопротивления микросхемы NE592 и высокого ПЧ-фильтра установлены малошумящие широкополосные операционные усилители AD8091. Для перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией с сопротивлением 50 Ом построена схема на малошумящем широкополосном операционном усилителе AD8091.

Детектор амплитуды выходного сигнала предназначен для преобразования выходного сигнала в низкочастотный сигнал, позволяющий оценить амплитуду выходного сигнала. Детектор построен по схеме с удвоением напряжения, а полученный сигнал усиливается операционным усилителем LM358 до необходимого для измерения уровня. Питание контроллера осуществляется от источника питания напряжением ± 6 В и потребляет мощность 0,2 Вт.

Для обеспечения питания трёхканального приёмника используются три независимых блока питания с напряжениями +5 В и выходным током до 3 А, три независимых блока питания с напряжениями ± 6 В и выходным током до 100 мА, один источник питания на 12 В для работы вентилятора и выходным током до 0,5 А. Блок питания построен по компенсационной схеме с малыми величинами импульсных помех для уменьшения величины шумов на входе усилителя. Блок питания подключен к сети переменного напряжения 220 В через фильтр подавления

высокочастотных помех и потребляет мощность 50 Вт.

Алгоритм формирования изображений в МПРСА

Геометрическая модель системы представлена на рис. 1. Источник сигнала имеет координаты (x_t, y_t, z_t) . Приёмник имеет координаты (x_r, y_r, z_r) и движется параллельно оси ОУ со скоростью V .

Сигнал, излученный передатчиком можно записать в виде

$$\dot{s}_{nv}(t) = \dot{u}_{nv}(t) e^{j\omega_0 t}, \quad t \in [t_1, t_2], \quad (1)$$

где $\dot{u}_{nv}(t)$ – комплексная огибающая ТВ-сигнала, ω_0 – несущая частота сигнала. Сигнал, принятый по прямому каналу, равен

$$\dot{s}_1(t) = G_1(t) \dot{u}_{nv}(t - \tau_1(t)) e^{j\omega_0(t - \tau_1(t))} + n_1(t), \quad (2)$$

где $n_1(t)$ – комплексный гауссовский шум прямого канала; $G_1(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приёмной и передающей антенны в прямом канале; временная задержка сигнала в прямом канале

$$\tau_1(t) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x_r)^2 + (y_t - y_r - Vt)^2 + (z_t - z_r)^2} \right). \quad (3)$$

Время задержки в отражённом канале определяется следующим образом

$$\tau_2(t, x, y) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x)^2 + (y_t - y)^2 + (z_t)^2} + \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y + Vt)^2 + (z_r)^2} \right). \quad (4)$$

Сигнал, отражённый от поверхности, равен

$$\dot{s}_2(t) = \iint_D G_2(t, x, y) \dot{s}_{nv}(t - \tau_2(t, x, y)) \xi(x, y) dx dy + \dot{n}_2(t), \quad (5)$$

где $\xi(x, y)$ – коэффициент отражения элемента поверхности; $\dot{n}_2(t)$ – комплексный гауссовский шум отражённого канала; D – область отражения; $G_2(t, x, y)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приёмной и передающей антенны в отражённом канале. Пусть восстанавливаемое изображение является реализацией случайного процесса (поля) с известным априорным распределением, тогда алгоритм восстановления для простой функции потерь совпадает с алгоритмом максимума апостериорной вероятности (МАН), который с учётом особенностей задачи можно записать в виде

$$\hat{\xi}(x, y) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y)) p(\xi(x, y)), \quad (6)$$

где $p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t))$ – апостериорное распределение восстанавливаемого сигнала,

$p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y))$ – функционал правдоподобия наблюдаемого изображения, $p(\xi(x, y))$ – априорное распределение восстанавливаемого изображения. Пусть восстанавливаемое радиолокационное изображение является реализацией гауссовского комплексного случайного процесса с корреляционной функцией $B_\xi(x_1, x_2, y_1, y_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Шум в уравнении (5) также является гауссовским случайным процессом с корреляционной функцией $B_{n_2}(t_1, t_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Тогда можно записать функционал апостериорного распределения наблюдаемого сигнала в виде

$$p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = C \times \left\{ \begin{aligned} & -\frac{1}{2} \iint_D \left(\dot{s}_2(t_1) - \iint_D G_2(t_1, x, y) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \xi(x, y) dx dy \right) \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint_D \left(\dot{s}_2(t_2) - \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) \xi(x, y) dx dy \right)^* dt_1 dt_2 \right. \\ & \left. \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) \xi^*(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 \right\} \right\} \quad (7) \end{aligned} \right.$$

где $B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2)$ – обратные корреляционные функции радиолокационного изображения и шума, соответственно.

Продифференцируем логарифм полученного функционала по искомому сигналу

$$d \ln(p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t))) = \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) g(x, y) \times \\ \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dx dy dt_1 dt_2 - \quad (8)$$

$$- \iint_D \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) \xi(x_1, y_1) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \times \\ \times G_2(t_2, x_2, y_2) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x_2, y_2)) g(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 dt_1 dt_2 \\ - \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) g(x_2, y_2) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2.$$

Для нахождения решения приравняем полученный дифференциал к нулю и учтём, что это равенство должно выполняться для любой функции $g(x_2, y_2)$. Тогда

$$0 = \iint G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dt_1 dt_2 - \\ - \iint_D \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \xi(x_1, y_1) G_2(t_2, x_2, y_2) \dot{s}_{nv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) dx_1 dy_1 dt_1 dt_2 \\ - \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x, y) dx dy. \quad (9)$$

Пусть $B_{\xi}^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) = \frac{1}{Q} \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) = \frac{2}{N_0} \delta(t_1 - t_2)$. Тогда получим следу-

ющее выражение

$$\xi(x, y) = \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1 - \lambda \iint_D (G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_n(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y))) dt_1 \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \quad (10)$$

где $\lambda = \frac{2Q}{N_0}$.

Полученное выражение является интегральным уравнением Фредгольма 2-го рода относительно искомого радиолокационного изображения.

В последнем выражении интеграл

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_n(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x_2, y_2) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x_2, y_2)) dt_1 \quad (11)$$

является функцией неопределённости бистатической РСА, паразитирующей на телевизионном сигнале. Обозначим

$$\xi_0(x, y) = \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_n^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1,$$

тогда

$$\xi(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \iint_D F(x_1, x, y_1, y) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \quad (12)$$

Если бы $F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$, то искомая оценка изображения имела бы вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{1}{1 + \lambda} \xi_0(x, y). \quad (13)$$

Однако в [1,2] показано, что форма данной функции в сечении задержки далека от δ -функции и не годится для формирования радиолокационного изображения. Искомую оценку можно получить в виде итерационного процесса известным способом из (13).

Обозначим

$$\mathbf{F}(\xi) = \iint_D F(x_1, x_2, y_1, y_2) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \text{ тогда}$$

$$\hat{\xi}(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \mathbf{F}(\xi_0) + \lambda^2 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\xi_0)) - \lambda^3 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\mathbf{F}(\xi_0))) + \dots \quad (14)$$

Рассмотрим альтернативный путь построения оценки РЛИ, не требующий итерационного процесса. Для этого рассмотрим задачу выбора линейного фильтра, при котором выполняется наиболее близкое приближение $F(x_1, x_2, y_1, y_2) \rightarrow \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$.

Сигнал, отражённый от поверхности, можно представить в виде

$$\dot{s}_2^h(t) = \iint_D \dot{s}_h(t, x, y) \xi(x, y) dx dy + \dot{n}_2^h(t),$$

где $\dot{s}_h(t', x, y) = \int G_2(t, x, y) \dot{s}_n(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt$. (15)

тогда $F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t', x, y) s_h^*(t', x, y) dt'$. (16)

Несколько упростим задачу. Пусть в области формирования радиолокационного изображения $G_2(t_1, x, y) = 1$, что наиболее характерно для диапазона УКВ. Тогда

$$\dot{s}_h(t', x, y) = \int \dot{s}_n(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt = \dot{s}_h(t' - \tau_2(t', x, y)), \quad (17)$$

где $\dot{s}_h(t') = \int \dot{s}_n(t) \dot{h}(t - t') dt$, (18)

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t - \tau_2(t, x_1, y_1)) s_h^*(t - \tau_2(t, x_2, y_2)) dt. \quad (19)$$

Заметим, что на интервале обработки информации $(t_2 - t_1)$ всегда можно выделить N участков длительностью T , на которых функцию $\tau_2(t, x, y)$ можно считать кусочно-постоянной. Тогда справедливо следующее выражение

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT}^{(i+1)T} \dot{s}_h(t - \tau_2(t_i, x_1, y_1)) s_h^*(t - \tau_2(t_i, x_2, y_2)) dt. \quad (20)$$

Воспользуемся равенством Парсеваля для преобразования Фурье и получим

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} |\dot{S}_i(j\omega)|^2 |\dot{H}(j\omega)|^2 e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))} d\omega. \quad (21)$$

В этом выражении $|\dot{S}_i(j\omega)|$ - спектральная плотность комплексной огибающей телевизионного сигнала на интервале времени $(iT, (i+1)T)$, $\dot{H}(j\omega)$ - передаточная функция искомого фильтра на несущей частоте:

$$\dot{H}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt. \quad (22)$$

Пусть выполняется условие $\frac{|\dot{S}_i(j\omega)| |\dot{H}(j\omega)|}{\mu(\omega)} = 1, (23)$

где $\mu(\omega)$ - заданная весовая функция.

Тогда

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))} d\omega = \quad (24)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \mu(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x, y)) e^{-j\omega_0(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x_2, y_2))}.$$

Последнее выражение, очевидно, является функцией неопределённости бистатиче-

ской РСА, в которой в качестве зондирующего сигнала используется последовательность импульсов с периодом повторения T . Таким образом, показано, что для компенсации особенностей функции неопределённости телевизионного сигнала можно провести фильтрацию с адаптивным выравниванием амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Алгоритм оценивания в данном случае будет иметь вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \int G_2(t_1, x, y) s_h^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2^h(t_1) dt_1. \quad (25)$$

Однако после фильтрации аддитивный шум становится окрашенным в соответствии с корреляционной функцией корректирующего фильтра

$$B_{n_2}(t_1 - t_2) = \frac{N_0}{4\pi} \int \frac{|H(j\omega)|^2}{\mu^2(\omega)} \exp(j\omega(t_1 - t_2)) d\omega. \quad (26)$$

Это означает более низкую помехоустойчивость данного алгоритма по сравнению с оптимальным алгоритмом (14).

Для построения оценок (14) или (26) необходимо иметь $\dot{s}_n(t)$. Получим $\dot{s}_n(t)$ из сигнала прямого канала $\dot{s}_1(t)$, который фактически является оценкой максимального правдоподобия искомого сигнала. В этом случае сохраняется оптимальность алгоритма МАВ (14) в соответствии с известным положением адаптивного байесовского оценивания [3]. Оценка радиолокационного изображения (24) в этом случае примет вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \int G_2(t, x, y) s_1^*(t - \tau_2(t, x, y) + \tau_1(t)) \dot{s}_2^h(t) dt. \quad (27)$$

Результаты экспериментальной обработки бистатистического радиолокационного комплекса (БиРЛК)

Экспериментальные работы с БиРСА, паразитирующем на ТВ-сигнале проводились на базе городской застройки в условиях перепада высот от 40 до 140 м над уровнем моря. На рис. 4 показаны результаты наземного стационарного эксперимента, в котором показана возможность различения точечных целей по отраженному ТВ-сигналу, а также результаты выбора весовой функции в выражении (23). На верхнем рисунке в логарифмическом масштабе показана нормированная автокорреляция фильтрованного сигнала в сечении дальности для случая отсутствия весовой функции и использования в качестве весовой функции окна Хэмминга,

Наталла в частотной области. На нижнем рисунке показан реальный сигнал, отражённый от здания и принятый в лаборатории на расстоянии 225 м друг от друга.

рифмическом масштабе показана нормированная автокорреляция фильтрованного сигнала в сечении дальности для случая отсутствия весовой функции и использования в качестве весовой функции окна Хэмминга,

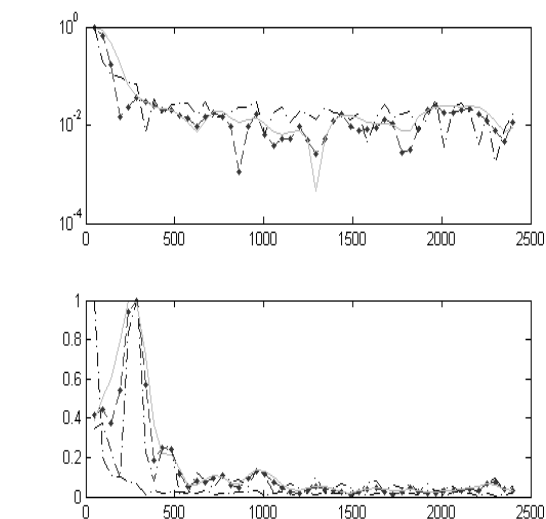


Рис. 4. Влияние весовой функции на изображение точечной цели: -.- без весовой функции, +-+ окно Хэмминга, --- окно Наталла. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ

Из рис.4 следует относительно низкая эффективность весовой обработки в сечении дальности, однако окно Хэмминга более предпочтительно в большинстве случаев.

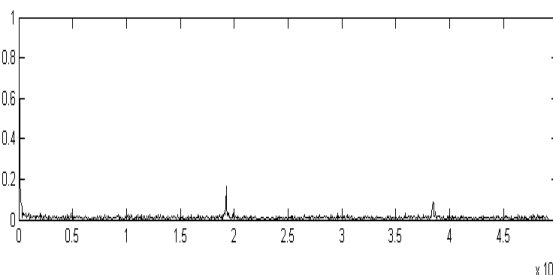


Рис. 5. Дифракционные максимумы в сечении дальности. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ

Рис.5 отражает величину зоны однозначности по оси дальности (ОХ), которая зависит от свойств телевизионного сигнала и составляет величину примерно 20 км. На рис. 6 показаны РЛИ местности, полученные БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания. Шаг между пикселями изображе-

ния 25×25 м. Автомобиль движется по мосту на высоте 8...14 м в прямой видимости телецентра со скоростью 20...35 м/с. На изобра-

жениях видны отражения от некоторых высотных зданий и сооружений.

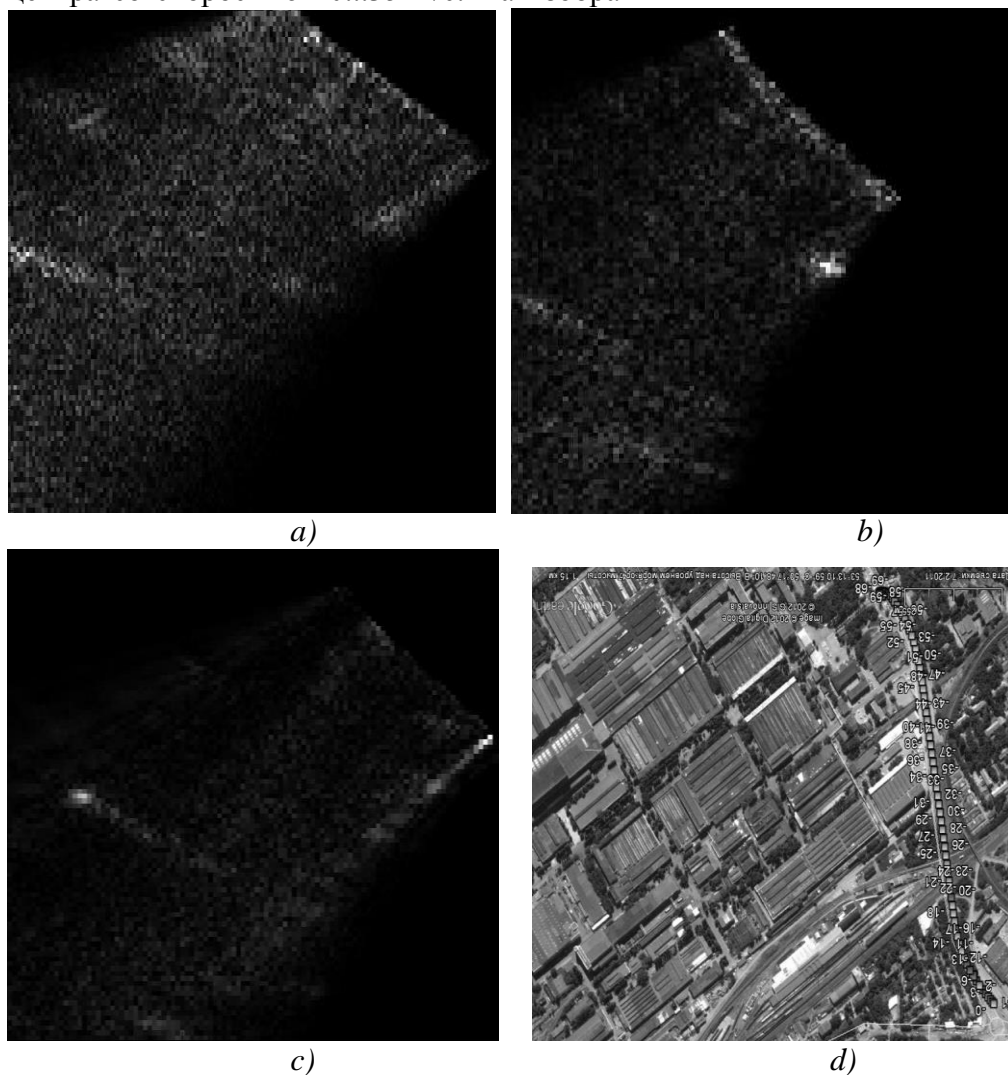


Рис. 6. РЛИ БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания, а) – 50-й канал, б) – 9-й канал, в) – 3-й канал, д) – изображение Google maps с отмеченным точками маршрутом автомобиля

Выводы

Показана возможность реализации БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания и обеспечивающего формирование радиолокационного изображения с пространственным разрешением 50-100 м в полосе до 20 км в радиусе до 50 км от телецентра одновременно в нескольких диапазонах частот дециметрового и метрового диапазо-

на. Приведены радиолокационные изображения местности, полученные с движущегося автомобиля, что ограничивает объективный состав изображений теми, для которых выполняется условие прямого распространения сигнала. Размещение данной аппаратуры на летательном аппарате будет обеспечивать преодоление данных ограничений.

Библиографический список

1. Горячкин О.В., Янгазов, Р.Р. Особенности использования телевизионных сигналов в качестве зондирующего сигнала биста-

тической РСА // Инфокоммуникационные технологии. 2010. Т.8. №1. С.41-46.

2. Горячкин О.В., Женгуров, Б.Г. Алгоритм формирования радиолокационного

изображения РСА, паразитирующего на телевизионном сигнале // Физика и технические приложения волновых процессов: Труды XI МНТК / под общ. ред. Ю.Е. Мительмана. Екатеринбург: Изд. Урал. ун-та, 2012. С.64-65.

3.Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: «Сов. радио», 1977. 432с.

Информация об авторах

Борисенков Алексей Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: tors@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы обработки сигналов в пространственно временных каналах связи.

Горячкин Олег Валериевич, доктор технических наук, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: gor@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах радиотехники и связи, радиофизические методы дистанционного зондирования Земли, радиолокация с синтезированием апертуры

антенны, слепая идентификация систем, прикладная статистика.

Долгополов Вадим Николаевич, заведующий лабораторией кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: tors@psati.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, системы и устройства радиотехники и связи.

Женгуров Борис Глебович, аспирант кафедры теоретических основ радиотехники и связи, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. E-mail: loir47@rambler.ru. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов в системах связи, алгоритмы формирования изображений в МПРСА.

SAR WHICH PARASITIZE THE TV SIGNALS

© 2014 A.V. Borisenkov, O.V. Goryachkin, V.N. Dolgoplov, B.G. Zhengurov

Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation

The paper describes the system of obtaining radar images, using as a probe signal of TV broadcasting scheme of bistatic SAR. Describes the major functional and design characteristics of the equipment examined formation algorithm radar. Also the results obtained in the course of a natural experiment.

Aperture, radar, TV broadcasting, the algorithm, the image area.

References

1. Goriachkin O.V., Yangazov, R.R. Features of use of television signals as the probe signal of bistatic SAR // Information and Communication Technologies. 2010. V.8. № 1. pp.41-46. (In Russ.)

2. Goriachkin O.V., Zhengurov, B.G. The algorithm for generating SAR radar image, parasitic on the television signal // Physics and en-

gineering applications of wave processes: Proceedings of the XI IRTC / under total. Ed. YE Rectifier Mans. Yekaterinburg: Publ. Ural. University, 2012. pp.64-65. (In Russ.)

3.Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Statistical synthesis under a priori uncertainty and adapting information systems.М.: "Sov. Radio", 1977. p.432.

About the Authors

Borisenkov Alexey Vladimirovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant Professor of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: tors@psati.ru. Area of research: digital signal processing in communication systems, signal processing algorithm in space-time channels.

Goriachkin Oleg Valeriyovych, Doctor of Science (Engineering), Professor of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: gor@psati.ru. Area of research: digital signal processing fish in radio engineering and communications, radio physical methods of remote

sensing, synthetic aperture radar antenna, blind identification systems, applied statistics.

Dolgoplov Vadim Nicolaevich, head of the laboratory of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: tors@psati.ru. Area of research: digital-hand signal processing in communication systems, system and device radio engineering and communications.

Zhengurov Boris Glebovich, Postgraduate student of the Department head Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communication, Volga State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation. E-mail: loir47@rambler.ru. Area of research: digital processing of signals in communications systems, imaging algorithms in MPRSA.

ВЫБОР ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАНИЙ ЛОПАТОК ЭНЕРГОАГРЕГАТОВ

© 2014 А.И. Данилин, А.А. Грецов

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В работе рассматриваются конструктивные особенности построения волноводных первичных преобразователей для реализации доплеровского метода определения параметров колебаний лопаток энергоагрегатов.

Энергоагрегат, волновод, доплеровский дискретно-фазовый метод, первичные преобразователи.

Одним из перспективных методов определения параметров колебаний лопаток турбоагрегата является доплеровский дискретно-фазовый метод (ДДФМ), позволяющий определять деформационное состояние каждой лопатки рабочего колеса турбоагрегата. Суть данного метода заключается в определении доплеровского смещения частоты сигнала, отражённого от контролируемой поверхности, и соответствующей интерпретации полученных значений в области механических напряжений и деформаций [1].

К преобразователям, реализующим доплеровский дискретно-фазовый метод, предъявляются высокие конструктивные требования по надёжности, поскольку датчики эксплуатируются при повышенной вибрации в сложных физических условиях при сравнительно высоких показателях температуры, давления и влажности, повышенной вибрации. Особое значение это имеет для штатных датчиков, которые должны сохранять работоспособность на протяжении всего времени эксплуатации энергоагрегата. Кроме механической надёжности первичных преобразователей не менее важна их электрическая надёжность.

Всем перечисленным выше требованиям удовлетворяют волноводные СВЧ преобразователи. В общем случае волноводные СВЧ первичные преобразователи (ПП) для ДДФМ представляют собой волноводную систему, посредством которой электромагнитное излучение СВЧ генератора канализируется в зону контроля конкретного объекта. Часть отражённого от контролируемого объ-

екта электромагнитного потока по этой же волноводной системе поступает на регистрирующее устройство. Волноводная система в простейшем случае представляет собой трубу круглого или прямоугольного сечения. Для построения датчиковых систем, как показывает практика, удобнее - с точки зрения установки и юстировки - иметь дело с датчиками цилиндрической формы. Поэтому целесообразным является выбор фидерного тракта СВЧ ПП на основе круглого волновода. Материал волновода должен обладать достаточной износостойкостью, коррозионной стойкостью, механической прочностью, доступностью и освоенными технологиями его обработки. Материалом, наиболее полно отвечающим этим требованиям, является хромоникелевая нержавеющая сталь.

Генераторы СВЧ колебаний для систем контроля деформационного состояния лопаток должны работать в условиях значительных вибраций, поэтому их конструктивные элементы должны иметь в своем составе дополнительные противовибрационные элементы крепления активных элементов и средств настройки. Среди различных типов генераторных систем предпочтение следует отдать компактным генераторам на полупроводниковых активных элементах с микроволновыми резонаторными системами. В качестве активного элемента в таких генераторах широкое применение нашли диоды Ганна, позволяющие реализовать автодинный режим работы. Полупроводниковые модули на диодах Ганна имеют нелинейную харак-

теристику зависимости амплитуды выходного сигнала от температуры активного элемента и их эксплуатация целесообразна в ряде температурных областей, где эта зависимость является линейной. Таким образом, для эксплуатации модуля на диодах Ганна, необходимо его обязательное, довольно точное, термостатирование. Внешний вид блока термостата приведен на рис. 1. В нём расположен генераторный модуль, нагревательный элемент, датчик температуры и схема управления нагревательным элементом.



Рис. 1. Внешний вид термостатированного генераторного модуля

В конструкцию волноводного первичного преобразователя, позволяющего реализовать ДДФМ для контроля деформационного состояния лопаток паровых турбин, входят волновод или корпус ПП, волноводно-коаксиальный переход, наконечник, заполненный кварцевым стеклом, и соединительная накидная гайка [2].

Волноводно-коаксиальный переход представляет собой круглый волновод, рассчитанный на существование волны H_{11} с $\lambda = 50$ мм. Возбуждение волновода осуществляется посредством штыря, изготовленного заодно с коаксиальным разъёмом. Для выбора оптимального режима возбуждения в конструкции волноводного перехода предусмотрен подстроечный поршень, который после настройки фиксируется контрольными гайками. Во время эксплуатации поршень закрывается предохранительным колпачком. Волноводный переход соединяется с основным волноводом (корпусом ПП) с помощью накидной гайки. Внешний вид

волноводно-коаксиальных переходов приведён на рис. 2.

Наконечник первичного преобразователя представляет собой цилиндр с резьбовой частью, посредством которой ПП вворачивается до упора в резьбовое отверстие, выполненное в обойме энергоагрегата, и встаёт заподлицо с её внутренней поверхностью.



Рис. 2. Волноводно-коаксиальный переход на рабочую частоту 6 ГГц

Внутренний диаметр наконечника составляет 16 мм, и для существования в этой части волновода волны с $\lambda = 50$ мм он заполнен кварцевым стеклом. На задней стороне наконечника имеется цилиндрическое утолщение, которое входит в цилиндрическую проточку основного волновода и после этого приваривается к нему электросваркой в среде аргона. Внешний вид наконечника, заполненного кварцевым стеклом и приваренного к основному волноводу, приведён на рис. 3.



Рис. 3. Наконечник волноводного первичного преобразователя

Корпус первичного преобразователя, или основной волновод, представляет собой цилиндрическую трубу из нержавеющей стали 12Х18НТ. С одной стороны корпуса

выполнена внутренняя цилиндрическая проточка, с другой стороны – внешняя. На внешнюю проточку корпуса надевается резьбовой фланец, выполненный из того же материала, который приваривается к корпусу. Резьбовой фланец и волноводно-коаксиальный переход соединяются с помощью накидной гайки и стягиваются между собой. Внешний вид этой части ПП приведён на рис. 4.



Рис. 4. Внешний вид сочленения волноводно-коаксиального перехода и корпуса основного волновода первичного преобразователя

При герметизации зазора между диэлектрическим заполнением из кварцевого стекла и внутренней поверхностью наконечника волноводного ПП в одном из вариантов изготовления была использована толстоплёночная технология, основанная на нанесении проводниковой пасты 3712 на кварцевый стержень с последующей высокотемпературной обработкой. Получаемый при такой технологии проводниковый герметизирующий слой обладает высокой электропроводностью и адгезией к кварцевому основанию, коррозионной стойкостью и достаточной механической прочностью [2].

В результате, полученная конструкция сохраняла работоспособность волноводной системы в диапазоне температур до 500°C. Внешний вид наконечника с высокотемпературной герметизацией приведён на рис. 5.

В остальных случаях для фиксации кварцевого стержня в наконечнике использовались высокотемпературные влагостойкие клеи: алюмосиликатный клей НС с температурой постоянного применения

1150°C, LOCTITE 5920 – силиконовая тиксотропная паста (термостойкость до 350°C), позволяющие получать удовлетворительные результаты по надёжности работы волноводных ПП, как в цилиндрах низкого давления, так и в цилиндрах высокого давления.



Рис. 5. Высокотемпературный наконечник волноводного ПП с кварцевым стеклом

Внешний вид термостатированного генераторного модуля и удлинённой (для размещения подстроечного поршня) волноводной части ПП для контроля рабочего состояния лопаток компрессора на газотурбинных двигателях (ГТД) приведён на рис. 6.



Рис. 6. Внешний вид термостатированного генераторного модуля и волноводной части ПП для использования в ГТД

Необходимо отметить, что волноводные первичные преобразователи в последнее время всё чаще заменяют известные классические первичные преобразователи (датчики) в различных отраслях промышленности и в некоторых частных случаях практического применения.

Библиографический список

1. Данилин, А.И., Грецов А.А. Доплеровский метод определения параметров колебаний элементов вращающихся узлов энергоагрегатов. / Вестник СГАУ. 2012. №3 (34), часть 2. С. 171-177.
2. Данилин, А.И. Бесконтактные измерения деформационных параметров лопаток в системах контроля и управления турбоагрегатами. / Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008. 218 с.

Информация об авторах

Данилин Александр Иванович, доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники и медицинских диагностических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: ai-dan@ssau.ru. Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния лопаток турбоагрегатов.

Грецов Андрей Александрович, аспирант кафедры радиотехники и медицинских диагностических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: greckov1989@rambler.ru. Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния лопаток турбоагрегатов.

PRIMARY CONVERTERS FOR THE IMPLEMENTATION OF DOPPLER METHOD FOR MEASURING BLADE OSCILLATION POWER UNIT

© 2014 A.I. Danilin, A.A. Gretskov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The paper deals with the design features of building waveguide primary device for implementing the method of determining the parameters of the Doppler blade oscillation power units.

Power unit, waveguide, Doppler discrete-phase method, primary converters.

References

1. Danilin A.I., Gretskov A.A. Doppler method for measuring fluctuations of elements rotating parts power. /Vestnik SSAU, 2012, №3(34).P. 171-177. (In Russ.)
2. Danilin, A.I. Contactless measurement of deformation parameters of the blades in the systems of monitoring and control of turbine units / Samara: Publishing house of Samara scientific center of RAS, 2008. 218 p. (In Russ.)

About the authors

Danilin Alexander Ivanovich, Doctor of technical sciences, professor of the radio engineering and medical diagnostic systems department, E-mail: aidan@ssau.ru. Area of research: developing methods and designing electronic equipment for determining parameters of turbine-unit blade operating condition.

Gretskov Andrey Aleksandrovich, post-graduate of the radio engineering and medical diagnostic systems department, E-mail: greckov1989@rambler.ru. Area of research: developing methods and designing electronic equipment for determining parameters of turbine-unit blade operating condition.

УДК 531.767

СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ АВТОДИННОГО СИГНАЛА В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ВРАЩАЮЩИХСЯ УЗЛОВ ТУРБОАГРЕГАТОВ

© 2014 А.И.Данилин, А.А.Грецков

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Предлагаются способы мостового включения активного элемента автодинного преобразователя для получения информационного сигнала при определении параметров перемещений элементов вращающихся узлов турбоагрегатов.

Турбоагрегат, доплеровский первичный преобразователь, автодин, диод Ганна, мостовая схема.

Одним из перспективных направлений для определения параметров перемещений элементов вращающихся узлов турбоагрегатов является применение доплеровских первичных преобразователей. В большинстве случаев предпочтение отдаётся автодинным преобразователям из-за их малых габаритов, стоимости и простоте конструктивного исполнения. Принцип действия автодинов основан на возмущении параметров автоколебаний СВЧ генератора под воздействием отражённого от объекта излучения, что вызывает также изменение постоянной составляющей тока или напряжения активного элемента. Кроме этого при автодинном построении датчиков обеспечиваются одновременно функции передатчика, приёмника отражённого от объекта излучения и преобразователя с усилением полезного сигнала. В силу перечисленных достоинств широкое распространение получили радиоволновые автодинные первичные преобразователи СВЧ диапазона, в частности, реализованные на диодах Ганна, которые обладают малой потребляемой мощностью, высокой точностью и малой инерционностью [1].

Наиболее простую конструкцию и низкую стоимость имеют автодинные преобразователи, регистрирующее автодинный сигнал в цепи питания генератора. Для реализации такого способа выделения сигнала используются специальные схемы регистрации, преобразующие автодинные изменения тока или напряжения диода в выходной сиг-

нал. От выбора схемного решения регистрирующего устройства зависят основные параметры и характеристики автодина.

На рис. 1,а представлены наиболее простые и широко распространённые схемы с резистивным или индуктивным двухполюсником. В этом случае автодинный сигнал снимается непосредственно с вывода диода Ганна. Амплитуда автодинного сигнала \dot{U}_c для таких схем будет определяться выражением [2]:

$$\dot{U}_c = Z_s \cdot \dot{I}_c,$$

где \dot{I}_c - автодинные изменения среднего значения тока диода Ганна;

Z_s - эквивалентное сопротивление двухполюсника.

Самой распространённой является резистивная схема включения, поскольку она обладает рядом достоинств: низкой стоимостью, широкой полосой пропускания и равномерной амплитудно-частотной характеристикой. К недостаткам данной схемы можно отнести низкий коэффициент полезного действия, что связано с потерями энергии, значительная часть которой выделяется в виде тепла при протекании тока через резистор [2].

Схема, представленная на рис. 1,б, обладает меньшими потерями активной мощ-

ности, однако её недостатком является неравномерность амплитудно-частотной ха-

рактеристики.

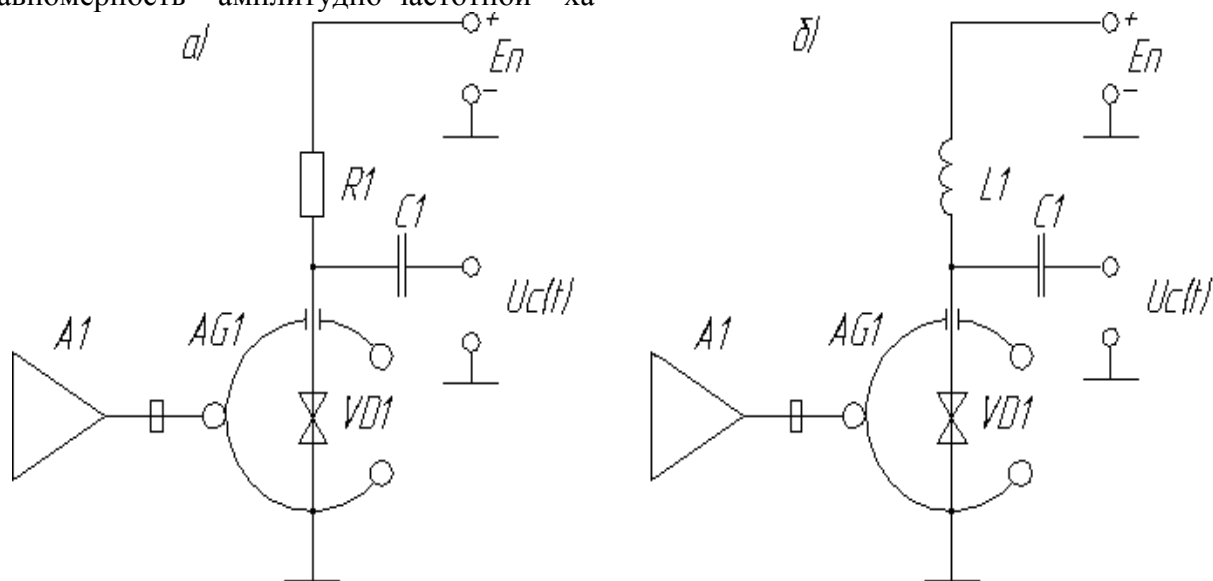


Рис. 1. Схемы выделения автодинного сигнала в цепи питания с помощью резистивного (а) и индуктивного (б) двухполюсников

На рис. 2 представлена схема включения диода Ганна, позволяющая регистрировать автодинный сигнал и одновременно проводить модуляцию сигнала генератора, подавая модулирующий сигнал на базу транзистора.

энергетических параметров и режима работы приёмопередатчика.

Изменение модулирующего тока в цепи базы транзистора вызывает соответствующее изменение напряжения смещения на выводах диода Ганна и амплитуды колебаний на выходе генератора. Таким образом, осуществляется импульсная модуляция сигнала генератора.

Сигнал \dot{U}_c , действующий непосредственно в цепи питания СВЧ-генератора, вызывает ответные реакции в цепи автосмещения в режиме работа автодина, вследствие чего изменяются все его основные параметры и характеристики, что является негативным фактором с точки зрения настройки на определённый режим генерации [2].

Принимаемые антенной A_1 электромагнитные колебания (рис. 2) поступают в резонатор генератора AG_1 и вызывают автодинный отклик, при котором изменяются амплитуда и частота колебаний и среднее значение тока I_c диода Ганна. Эти изменения тока I_c при параллельном соединении выходной дифференциальной проводимости генератора по цепи питания и эквивалентного входного сопротивления $Z_{вх}$ транзистора VT_1 преобразуются в соответствующие автодинные изменения выходного напряжения полезного сигнала U_c [2].

Главным недостатком вышеперечисленных схем является трудность регулировки

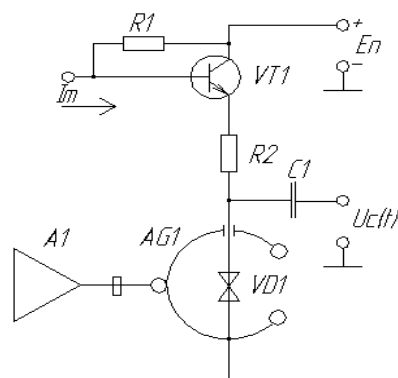


Рис. 2. Схема автодина на диоде Ганна с модулятором на биполярном транзисторе

В большинстве случаев при эксплуатации преобразователь подвергается серьёзным температурным воздействиям, поскольку находится в непосредственной близости от энергоагрегата. При этом генераторные модули на основе диода Ганна обладают нелинейной характеристикой зависимости амплитуды выходного сигнала от температуры. Существует ряд температурных областей,

где сохраняется относительное постоянство амплитуды сигнала, в которых желательно эксплуатировать автодинную систему. Для стабилизации амплитуды выходного сигнала необходимо использовать термостабилизацию с регулировкой рабочего режима активного элемента.

Также настройка схемы проводится после замены генераторного диода, поскольку даже внутри одной партии величина тока потребления диода имеет разброс в широких пределах, и схема регистрации после замены активного элемента без дополнительных настроек не будет функционировать в оптимальном режиме.

Для улучшения стабильности режима генерации и компенсации влияния дестабилизирующих факторов предлагается использовать мостовые схемы выделения автодинного сигнала, когда диод Ганна включается в одно из плеч моста. При изменении энергетических параметров генераторного диода на выходе, в диагонали моста происходит изменение амплитуды напряжения. Амплитуда напряжения автодинного сигнала на выходе моста будет определяться выражением:

$$\dot{U}_M = E_n \cdot \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_{AG1}} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right),$$

где \dot{U}_M - амплитуда напряжения автодинного сигнала на выходе моста;

E_n - напряжение питания диода Ганна;

$Z_1 \dots Z_3$ - импеданс двухполюсника, включённого в плечи моста;

Z_{AG1} - импеданс диода Ганна.

На рис. 3 изображена схема выделения автодинного сигнала с резистивным мостом.

Балансировка мостовой схемы регистрации автодинного сигнала и регулировка параметров выходного сигнала осуществляется подстроечным резистором R_2 .

На рис. 4 представлена схема выделения автодинного сигнала с индуктивным мостом. Отличием данной схемы, по сравнению с представленной выше, является включение в противоположные плечи моста индуктивно-связанных катушек. Принятые антенной электромагнитные колебания воздействуют на автодин, изменяя его энергетические параметры, в результате чего будут происходить изменения среднего значения тока I_c диода Ганна, которые вызовут увеличение потенциала точки А на величину ΔU .

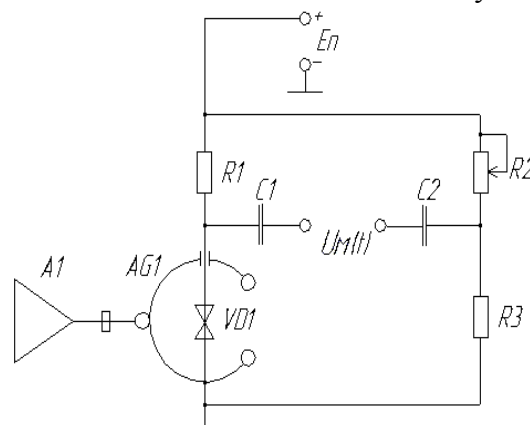


Рис. 3. Схема автодина на диоде Ганна с резистивным мостом

Изменение среднего значения тока I_c вызовет изменение тока, протекающего через катушку L_1 . Поскольку катушки L_1 и L_2 одинаковые, встречно-включённые и индуктивно-связанные, то через катушку L_2 будет протекать ток, который изменит потенциал точки В на величину $-\Delta U$.

При условии, что мост был сбалансирован, величина автодинного сигнала определится по формуле:

$$\dot{U}_M = U_A - U_B = \Delta U - (-\Delta U) = 2 \cdot \Delta U.$$

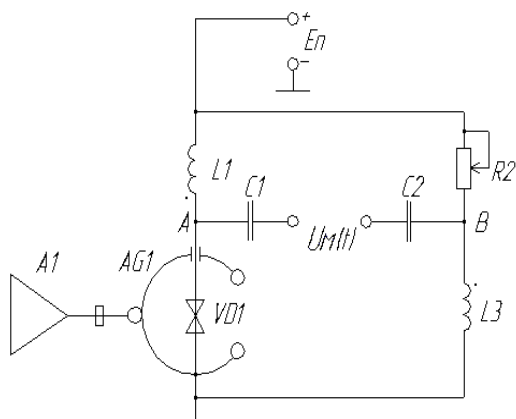


Рис. 4. Схема автодина на диоде Ганна с индуктивным мостом

Таким образом, положительной особенностью схемы включения диода Ганна с индуктивным мостом является большая чувствительность к выделению автодинного сигнала из-за индуктивной связи между катушками. Поэтому информационный разбаланс моста будет увеличиваться в два раза.

Библиографический список

1. Данилин А.И. Бесконтактные измерения деформационных параметров лопаток в системах контроля и управления турбоагрегатами / Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008. 218 с.
2. Носков, В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов и полупроводниковых диодов СВЧ (обзор). // Техника и приборы СВЧ, 2009. №1. С. 14-16.

Информация об авторах

Данилин Александр Иванович, доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники и медицинских диагностических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: aidan@ssau.ru. Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния лопаток турбоагрегатов.

Грецков Андрей Александрович, аспирант кафедры радиотехники и медицинских диагностических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: greckov1989@rambler.ru. Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния лопаток турбоагрегатов.

CIRCUIT DESIGN RECEIPT AUTODYNES SIGNAL TO CONVERTER DISPLACEMENT PARAMETERS ELEMENTS ROTATING PARTS OF TURBINE UNIT

© 2014 A.I. Danilin, A.A. Gretskov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

Suggests ways to bridge the inclusion of the active transducer element autodyne in order to obtain the information signal to determine the parameters of movement of elements of turbine rotating parts.

Turbine, Doppler transducer, autodynes, Gunn diode, bridge circuit.

References

1. Danilin A.I., Contactless measurement of deformation parameters of the blades in the monitoring and control systems turbine units / Samara Univ Samara Scientific Center of RAS, 2008. 218 p.
2. Noskov V.Y., Smolskiy S.M. Register autodyne signal in the food chain the generator and microwave semiconductor diodes (review). // Machinery and appliances microwave, 2009. № 1. P. 14-26. (In Russ.)

About the authors

Danilin Alexander Ivanovich, Doctor of technical sciences, professor of the radio engineering and medical diagnostic systems department, E-mail: aidan@ssau.ru. Area of research: developing methods and designing electronic equipment for determining parameters of turbine-unit blade operating condition.

Gretskov Andrey Aleksandrovich, post-graduate of the radio engineering and medical diagnostic systems department, E-mail: gretskov1989@rambler.ru. Area of research: developing methods and designing electronic equipment for determining parameters of turbine-unit blade operating condition.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДА, ЗАДАННОГО ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ, И МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ

© 2014 В.А. Олейников

Самарский государственный технический университет

Рассматривается метод повышения точности измерения интервалов, заданных сигналами куполообразной формы, изменяющимися по амплитуде. Предлагается устройство, реализующее данный метод, и сравнительная оценка погрешностей существующего и рекомендуемого методов. Оценка показала повышение точности предлагаемого метода измерения на 3...4 порядка в рассматриваемом диапазоне изменений амплитуд входных сигналов.

Измерения, период, длительность, куполообразный сигнал, амплитуда, погрешность, устройство.

Основным элементом существующих преобразователей электрических импульсов датчиков в интервалы времени T является компаратор напряжения. Из большого количества разнообразных схем построения преобразователей (формирователей входных сигналов) следует выделить схему на основе компаратора напряжения (рис. 1). Точность этого формирователя входных сигналов выше по сравнению с формирователями на основе двухвходовых компараторов. Однако точность формирования входных интервалов не удовлетворяет требованиям построения управляемого делителя текущих временных интервалов (УДТВИ) из-за непостоянства зазора между возбудителем и первичным преобразователем. Так как изменение зазора влечёт за собой изменение амплитуды выходных сигналов, а для формирователей входных сигналов на базе компараторов — напряжения, то это является основной причиной погрешности. Необходима разработка методов исключения влияния амплитудной модуляции на точность определения входных временных интервалов.

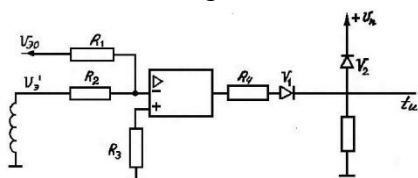


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя электрического напряжения в интервал времени

Для уменьшения погрешности измерения временных интервалов было разрабо-

тано устройство, представленное на рис. 2, в которое кроме традиционных функциональных узлов: генератора электромагнитного излучения 1, первичного преобразователя 2, устанавливаемого на исследуемый объект, детектора 3 и компаратора 4, входят также: блок управления 5, преобразователь время-амплитуда-время 6, схема задержки 7, триггер 8, управляющий селектором 9, и преобразователь интервала в код 10 [1]. На рис. 3 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие алгоритм преобразования сигнала в элементах устройства.

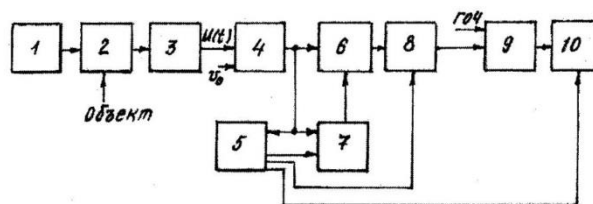


Рис. 2. Структурная схема устройства

При аналитическом представлении временных интервалов между импульсами, фронты выходных импульсов первичных преобразователей вихретокового или оптического типа могут быть с достаточной точностью аппроксимированы функцией вида [2]

$$U(t) = U \ell \frac{\ell}{\Delta \ell} \left(\frac{t - \tau_0}{T} \right)^2 = U \ell \frac{\ell}{\Delta \ell} F^2(t - \tau_0)^2, \quad (1)$$

где U - амплитуда импульса;
 $\Delta \ell$ - эквивалентный диаметр зоны чувствительности датчика; ℓ - длина окружности, описываемая возбудителем; T - период

поступления импульсов; t – время; τ_0 – смещение максимума $U(t)$ относительно момента прохождения центром возбудителя центра первичного преобразователя; F – частота повторения входных импульсов первичного преобразователя, равная $1/T=nm$ - произведению частоты вращения n турбоагрегата на m - число возбудителей на диске.

Сигнал датчика поступает на вход компаратора 4, длительность выходного импульса которого определяет заряд накопительного конденсатора $C_H U_C = T_3 \Delta t = T_3(t_{02}-t_{01})$ с помощью одного из известных способов. В момент времени t_{01} включается устройство задержки 7 начала разряда накопительного конденсатора, причём $(t_{02}-t_{01}) < T_3 < T$. Генератор разрядного тока I_P подключается к C_H в момент времени $t_{01} + \tau_3$ и при $t = T_1 U_C(T_1) = 0$, что фиксируется преобразователем время-амплитуда-время 6. Блок управления 5 обеспечивает нормальное функционирование элементов устройства - регулирует дискретную задержку τ_3 в зависимости от F , а также выделяет два смежных импульса датчика с помощью триггера 8, выходной сигнал которого управляет селектором 9, входящим в блок цифрового измерения T .

Погрешность измерения в общем случае может рассматриваться как случайная функция случайных аргументов, к числу которых относятся как электрофизические свойства отдельных лопаток, геометрические параметры системы датчик-изделие, температура и т.д., так и параметры, определяющие точность преобразования сигнала в элементах устройства. Поэтому сигнал на выходе детектора запишем в виде [3]

$$S(t) = U(t) + \zeta(t), \tag{2}$$

где $\zeta(t)$ - случайный процесс, ограничивающий точность измерения.

Временной интервал, разделяющий два импульса датчика, преобразуется в цифровой код, а погрешность преобразования на этой стадии обуславливается дискретным способом измерения T , нестабильностью τ_3 и временным положением фронтов импульса компаратора. Погрешность дискретности может быть сделана сколь угодно малой, но

такое повышение точности имеет предел, определяемый как параметрами $\zeta(t)$, нестабильностью амплитуды и частоты генератора I , так и флуктуациями порога срабатывания компаратора и преобразователя время-амплитуда-время. В соответствии с рассмотренной процедурой преобразования сигнала определяем погрешность измерения T . С помощью первого импульса (рис. 3) на вход компаратора запускается генератор задержки, а время срабатывания находится из уравнения:

$$S(t_c) = U_0 + \eta(t), \tag{3}$$

где $\eta(t)$ - случайная составляющая порога срабатывания компаратора.

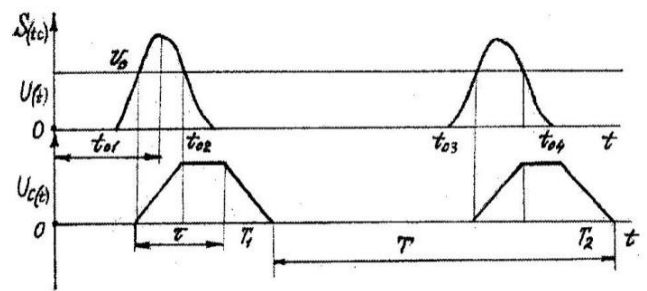


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений в элементах прибора

Погрешность срабатывания зависит от параметров случайных процессов $\eta(t)$ и $\zeta(t)$, в отсутствие которых (3) упрощается

$$U(t_0) = U_0. \tag{4}$$

Отсюда находим

$$t_0 = \tau_0 + \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} \ln \frac{U}{U_0}}, t_{ocn} = \tau_0 + \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} \ln \frac{U}{U_0}}, \tag{5}$$

где $t_{ocn} - t_{on}$ - время, в течение которого импульс датчика больше порога срабатывания компаратора, т.е. $U(t) > U_0$; t_n, t_{cn} - время срабатывания компаратора по переднему фронту и спаду импульса датчика, соответственно.

Решим (4) методом малого параметра. Вычитая (4) из (3) и полагая, что $t_c = t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots$, получим

$$U'(t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) - \varepsilon_n(t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) = 0,$$

где

$$U'(t_c) = U(t_c) - U(t_0); n(t_c) = \eta(t_c) - \zeta(t_c). \tag{6}$$

Разложим (6) в ряд Тейлора в окрестности t_0

$$U'(t_0) + (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) \frac{d}{dt} U'(t_0) + \frac{1}{2} (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots)^2 \frac{d^2}{dt^2} U'(t_0) + \dots - \varepsilon n(t_0) - (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) \varepsilon \frac{d}{dt} n(t_0) - \dots = 0$$

и получим поправку ко времени срабатывания компаратора

$$t_1 = \frac{n(t_0)}{\frac{d}{dt} U'(t_0)}, \quad t_2 = \frac{n(t_0) \frac{d}{dt} n(t_0)}{\left[\frac{d}{dt} U'(t_0) \right]^2}. \quad (7)$$

Воспользовавшись результатами исследования, определим погрешность τ_3 . Принимая во внимание, что напряжение на накопительном конденсаторе

$U_c(\Delta t) = (T_3/C_H)(t_{cn} - t_n)$ по окончании его заряда уменьшается до исходного значения, время окончания разряда C_H найдём из уравнения

$$(T_3/C_H)(t_{cn} - t_n) - (J_p/C_H)(T_1 - t_H - \tau_3) = \lambda(t), \quad (8)$$

где $\lambda(t) = \frac{1}{C_H} \int_{T_n + \tau_3}^{T_1} \xi_2(t) dt - \frac{1}{C_H} \int_{t_n}^{t_{cn}} \xi_1(t) dt + \eta_1(t)$; $\xi_1(t), \xi_2(t)$ – случайные составляющие тока заряда J_3 и разряда J_p , соответственно; $\eta_1(t)$ – случайный процесс, ограничивающий точность устройства, фиксирующего время разряда конденсатора.

Случайная составляющая (математическое ожидание $M[\tau_3] = 0$ в линейном приближении) погрешности равна

$$\sigma_{\tau_3}^2 = 2 \left[\frac{1}{J_p^2} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} M[\xi_1(t)\xi_1(t')] dt dt' + \frac{1}{J_p^2} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} M[\xi_2(t)\xi_2(t')] dt dt' \right] = 4g \frac{1}{J_p^2} (t_{ocn} - t_{on}), \quad (9)$$

где $M[\xi(t)\xi(t')] = 2gJ\delta(\tau)$; $\delta(\tau)$ – дельта функция; g – заряд электрона.

Обусловленная процессом величина $\lambda(t)$ вычислена, с целью упрощения, при детерминированных t_{ocn}, t_{on} и характеризует погрешность преобразователя время-амплитуда-время. Подставив типовое значение параметров преобразователя ($10^{-9} < C_H < 10^{-3}$, $10^{-5} \text{ A} < T_B < 10^{-3} \text{ A}$) в (3), получим его относительную погрешность $\gamma = \frac{\sigma_{\tau_3}}{T} \leq 10^{-6}$, которой можно пренебречь.

Таким образом, погрешность, в

соответствии с рассмотренной процедурой преобразования сигнала может быть получена из (7) и (8), причём в (8) $\lambda(t) = 0$. Временной интервал, разделяющий два смежных импульса датчика, равен

$$T = T_2 - T_1 = \frac{1}{J_p} (t_{cn_2} - t_{n_2}) + t_{n_2} + \tau_3 + T - \frac{1}{J_p} (t_{cn_1} - t_{n_1}) - t_{n_1} - \tau_3. \quad (10)$$

В линейном приближении T – несмещённая случайная величина (т.е. когда систематическая погрешность равна нулю: $M(T) = T$). Дисперсия

$$\sigma_T^2 = \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{cn_2}^2 + \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_2}^2 + \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{cn_1}^2 + \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1}^2 - 2 \frac{1}{J_p} \left(\frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_1} \sigma_{n_2} R(T - 2\tau') - 2 \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1}^2 R(T) + 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_1} \sigma_{n_1} R^{(-1)}(2\tau') + 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_2} \sigma_{n_2} R^{(-1)}(2\tau') - 2 \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1} \sigma_{n_2} R(T) - 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_2} \sigma_{n_1} R(T + 2\tau') \quad (11)$$

зависит от J_3/J_p , а также от коэффициентов автокорреляции случайного процесса во время срабатывания компаратора. Случайный процесс, ограничивающий точность измерения, является композицией нескольких случайных процессов различной физической природы, среди которых имеются составляющие, практически не изменяющиеся за время измерения ($R(T) = 1$), а также составляющие, коэффициент автокорреляции которых равен нулю ($R(\tau) = 0$).

Низкочастотные процессы $R(T)$ при $J_3/J_p = 2$ практически не влияют на точность измерения, так как слагаемые $\sigma^2 = \frac{1}{2} \sigma_{cn_1} \sigma_{n_2} R(T - 2\tau') - \sigma^2 R(T) + \frac{1}{2} \sigma_{cn_2} \sigma_{n_1} R(T + 2\tau') = 0$ и поэтому (11) может быть записано в виде

$$\sigma_T^2 = \sigma^2 [1 - R(t_{cn} - t_n)]. \quad (12)$$

Отсюда следует, что погрешность измерения определяется величиной статической связи времени срабатывания компаратора для одного импульса датчика, т.е. такой алгоритм инвариантен ко всем низко-частотным помехам. Учитывая, что $t_{cn} - t_n = \tau'$ и, в свою очередь, зависит от параметров датчика и объёма, получим

$$\tau' = 2 \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} - \ln \frac{U}{U_0}}, \quad (13)$$

а так как $T = (10 \dots 200)\tau'$, погрешность такого способа значительно меньше известного. Покажем это.

Отличие механических свойств отдельных лопаток вызывает изменение периода T

и амплитуды сигнала. Нетрудно показать, что относительная погрешность в детерминированном приближении

$$\gamma_u = \frac{t_{n2} - t_{n1}}{T} = \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{u_2}{u_0}} - \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{u_1}{u_0}} \quad (14)$$

зависит от амплитуды сигнала ($U_2 > U_1$) и от выбора порога срабатывания компаратора U_0 . В явном виде эта зависимость выражается формулой

$$\gamma_T \left(\frac{U}{U_0} \right) = \frac{\Delta \ell}{\ell} \frac{\gamma \left(\frac{U_1}{U_0} \right)}{2 \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{U}{U_0}}}, \quad \gamma \left(\frac{U_2}{U_1} \right) = 2 \frac{U_2 - U_1}{U_2 + U_1} \quad (15)$$

Отсюда видно, что погрешность γ_T уменьшается с увеличением амплитуды сигнала и при $\gamma \left(\frac{U}{U_0} \right) = 1\%$ составляет $\gamma_T \left(\frac{U}{U_0} \right) = 1,5$. Однако на практике встречаются anomalно большие погрешности, связанные с тем, что для некоторых лопаток $U/U_0 \approx 3...5$. Пользуясь (15), можно определить γ_T для любых значений U/U_0 .

Таким образом, разработанное устройство измерения инвариантно к низкочастотным помехам, связанным с изменением параметров лопаток турбоагрегатов, а его точность ограничивается шумовыми процессами $\xi(t)$ и $\eta(t)$ электрического происхождения. Для определения уровня требований к техническим характеристикам средства измерения определим погрешность, обусловленную шумами автогенератора и компаратора.

Нестабильность порога срабатывания компаратора на низких частотах зависит от уровня фликкерных шумов, плотность которых $S_\phi(f) = 1/f$ увеличивается с уменьшением частоты в 300...500 раз. Для определения влияния дисперсии шумов $\eta(t)$ необходимо определить полосу пропускания компаратора. Эквивалентная низкочастотная граница f_H шумовой полосы компаратора может быть получена по формуле, приведенной в [3]:

$$f_H = 0,243/T_{набл} \quad (16)$$

В данном случае время наблюдения $T_{набл} = \tau'$, на низких оборотах $U = 2...3$ об/сек, $f_H \geq 15$ Гц. Поэтому величиной $\sigma_\phi = \int S_\phi(f) df$ можно пренебречь по сравнению с другими источниками шумов - тепловыми и дробовыми, методика анализа которых приведена в [2]. Случайный процесс $\eta(t)$ в (3), следовательно, является белым шумом,

интенсивность которого зависит от полосы пропускания компаратора $f_B - f_H$ [3]

$$\sigma_T^2 = \ell^2 = 4rT^\circ R_{ш}(f_B - f_H), \quad (17)$$

где r - постоянная Больцмана, $r = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; $R_{ш}$ - эквивалентное шумовое сопротивление ≈ 300 Ом; T° - температура, К. Верхняя граница полосы пропускания компаратора определяется заданной относительной погрешностью γ_g дисперсионного способа измерения T при $n = n_{max}$. $f_B = \frac{F}{\gamma_g} = 32 \cdot 10^6$ Гц.

Таким образом, случайная составляющая погрешности измерения T в соответствии с (6) и (11) равна

$$\sigma_T^2 = \sigma_n^2 \left[\frac{d}{dt} U'(t_0) \right]^2 = \frac{M[t_{c1} t_{c1}]}{\left[\frac{d}{dt} U'(t) \right]^2}, \quad (18)$$

где $R\{t_{cn} - t_n\} = 0$. Однако действительное её значение больше, так как в приборе использован компаратор К521СА1 с более широкой полосой пропускания. Найденное значение σ_T^2 следует рассматривать как предельно допустимую точность измерения, так как при анализе не были учтены наводки, флуктуации амплитуды автогенератора и шумовые процессы в пассивных элементах схемы.

Флуктуации амплитуды напряжения автогенератора рассмотрены, например, в [2], где показано, что $K'_\xi(\tau) = \sigma_\xi^2 \ell^{-\varepsilon \omega_0(\tau)}$, где $\varepsilon = \omega_0(SM - RC)$ - инкремент контура; $\tau = t_2 - t_1$, $\sigma_\xi^2 = 4 \cdot 10^{-12} B^2$ при $\varepsilon = 0,06$; $f = 10^6$ Гц.

Время корреляции для RLC автогенератора

$$\tau_0 = \int_0^\infty K(\tau) d\tau = \frac{1}{\omega_0 \varepsilon} = 3 \cdot 10^{-7}, \quad (20)$$

и, следовательно, эти шумы на отрезке измерения τ' не коррелированы. Учтём, что $M[\eta(t); \xi(t) = 0]$, дисперсия $\sigma_T^2 = \sigma_\eta^2 + \sigma_\xi^2$,

и поэтому относительная погрешность измерения

$$\gamma_T = \frac{\sigma_T}{T} = \frac{\frac{U}{U_0} \sqrt{\sigma_\eta^2 + \sigma_\xi^2}}{2U \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{U}{U_0}}} \quad (21)$$

зависит от порога срабатывания компаратора U_0 и достигает минимального значения $U/U_0 = 1,648$.

Подставляя значения в выражение (21), получим $\sigma_{\eta}^2 = 1,589 \cdot 10^{-11} b^2$. Тогда, задаваясь значениями отношений амплитуды напряжения входного сигнала U и опорного напряжения U_0 , $j_{V0} = U/U_0$, определим зависимость погрешности формирования временного ин-

тервала $j_{T_{пр}}$ предлагаемого устройства. Результаты расчёта сведены в табл. 1.

Графически эта зависимость представлена на рис. 4.

Таблица 1. Зависимость точности формирования временного интервала от уровня срабатывания компаратора

j_{Δ}	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	
$J_T 10^{-6}$	7,91	6,27	5,66	5,38	5,25	5,20	5,20	
j_{Δ}	1,8	1,9	2	2,5	3	5	10	100
$J_T 10^{-6}$	5,23	5,29	5,36	5,82	6,39	8,79	14,69	103,9

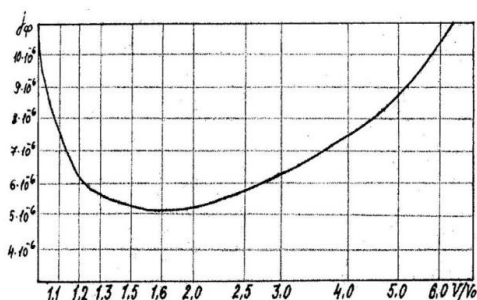


Рис. 4. Зависимость точности формирования временного интервала j_{ϕ} от относительного изменения напряжения выходного сигнала V/V_0

Для сравнения двух методов формирования временных интервалов при изменении относительной амплитуды входных сигналов $j_N = \frac{U_1 - U_2}{U_2}$ вычислены величины погрешностей формирования для известного j_{T_N} и предлагаемого методов $j_{T_{пр}}$ при отношении опорного напряжения к средней величине амплитуды входного сигнала $j_{U_0} = U_{ср}/U_0 = 1,65$. Результаты вычислений сведены в табл. 2.

Таблица 2. Зависимость погрешности формирования временных интервалов от изменения амплитуд соседних импульсов

№ п/п	j_{T_N}	$j_{T_{пр}}$	№ п/п	j_{T_N}	$j_{T_{пр}}$
1	$7,11 \cdot 10^{-3}$	$5,18 \cdot 10^{-6}$	10	$7,85 \cdot 10^{-2}$	$5,22 \cdot 10^{-6}$
2	$1,57 \cdot 10^{-2}$	$5,19 \cdot 10^{-6}$	11	$8,64 \cdot 10^{-2}$	$5,22 \cdot 10^{-6}$
3	$2,35 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	12	$9,42 \cdot 10^{-2}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
4	$3,14 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	13	$1,02 \cdot 10^{-1}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
5	$3,93 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	14	$1,099 \cdot 10^{-1}$	$5,24 \cdot 10^{-6}$
6	$4,71 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	15	$1,18 \cdot 10^{-1}$	$5,24 \cdot 10^{-6}$
7	$5,5 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	16	$1,26 \cdot 10^{-1}$	$5,25 \cdot 10^{-6}$
8	$6,28 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	17	$1,33 \cdot 10^{-1}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
9	$7,07 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$			

Графически эта зависимость представлена на рис. 5. Анализ результатов показал, что предложенный метод формирования временных интервалов позволяет повысить точность на несколько порядков и удовлетворяет требования построения УДТВИ.

При анализе результатов не учитывалось статическое смещение выход-

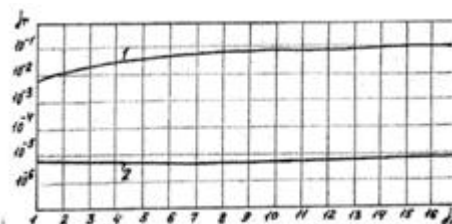


Рис. 5. Зависимость точности формирования временных интервалов j_T от изменения амплитуды входных сигналов $j_n = V_2 - V_1/V_2$ для традиционного (1) и предлагаемого (2) методов

ных импульсов, так как оно может быть компенсировано в блоке формирования опорного кода.

Библиографический список

1. Олейников В.А., Медников В.А., Заоров Г.З. Способ формирования импульсных сигналов, А.с. 1241441. Бюл. № 24, 1986. 5 с.
2. Кшнякин Н.А. Оценка разрешающей способности экспоненциальных и накопительных преобразователей время-амплитуда-время. М.: Измерительная техника, 1973. № 9. С. 13-18.
3. Ван дер Зил А. Шум, источники, описание, измерение. М.: Сов. радио, 1973. 228 с.

Информация об авторах

Олейников Виктор Александрович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электронных систем и безопасности, Самарский государственный технический университет. E-mail: esib@samgtu.ru. Область научных интересов: измерительные системы.

ASSESSMENT OF THE ERROR OF MEASUREMENT OF THE PERIOD WHICH HAS BEEN SET BY PULSE SIGNALS, AND METHOD OF INCREASE OF ACCURACY MEASUREMENT

© 2014 V.A. Olejnikov

Samara State Technical University, Samara, Russian Federation

We consider a method of increasing the accuracy of measurement intervals defined dome shaped signals varying in amplitude. It is proposed a device for performing the method, and a comparative evaluation of the existing errors and recommended methods. The evaluation showed improved accuracy of the proposed method for measuring 3 ... 4 order in this range of variation of the amplitudes of the input signals.

Measurement, period, duration, domed signal, amplitude, error, device.

References

1. Olejnikov V.A., Mednikov V.A., Saarov G.Z. A method of forming pulse signals, AS 1241441. Bull. Number 24, 1986. 5 p.
2. Kshnyakin N.A. Score resolution exponential and cumulative time-amplitude converters-time. M.: Measuring equipment, 1973. № 9. P. 13-18. (In Russ.)
3. Van der Ziel A. noise sources, description, dimension. M.: Sov. radio, 1973. 228 p.

About the author

Olejnikov Victor Aleksandrovich, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of the Department of Electronic System and Security, Samara State Technical University, Samara, Russian Federation. E-mail: esib@samgtu.ru. Area of research: measuring systems.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ СНЯТИЯ АМПЛИТУДНО – ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

© 2014 С.В. Тюлевин, М.Н. Пиганов, Г.П. Шопин, С.В. Елизаров

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Предложено устройство контроля амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителей. Рассмотрен принцип его работы. Описаны блоки, входящие в его состав. Приведены эпюры выходных напряжений. Исследовано формирование ортогональных выходных напряжений и их преобразование из прямоугольной системы координат в полярную.

Данное устройство имеет более широкие функциональные возможности, более высокую точность контроля и снятия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), фазочастотная характеристика (ФЧХ), усилитель, устройство контроля, преобразование напряжений, точность.

Введение

Наиболее распространённым является устройство для измерения разности фаз, реализующее компенсационный метод и содержащее установочный и измерительный фазовращатели и индикатор фиксированного фазового сдвига [1].

Недостатком этого устройства является низкая точность снятия фазочастотной характеристики и невозможность снятия амплитудно-частотной характеристики усилителей.

В данной работе поставлена задача расширить функциональные возможности устройства, а также повысить точность контроля и снятия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителей.

Состав и принцип работы устройства

Для решения поставленной задачи было разработано устройство, структурная схема которого приведена на рис. 1.

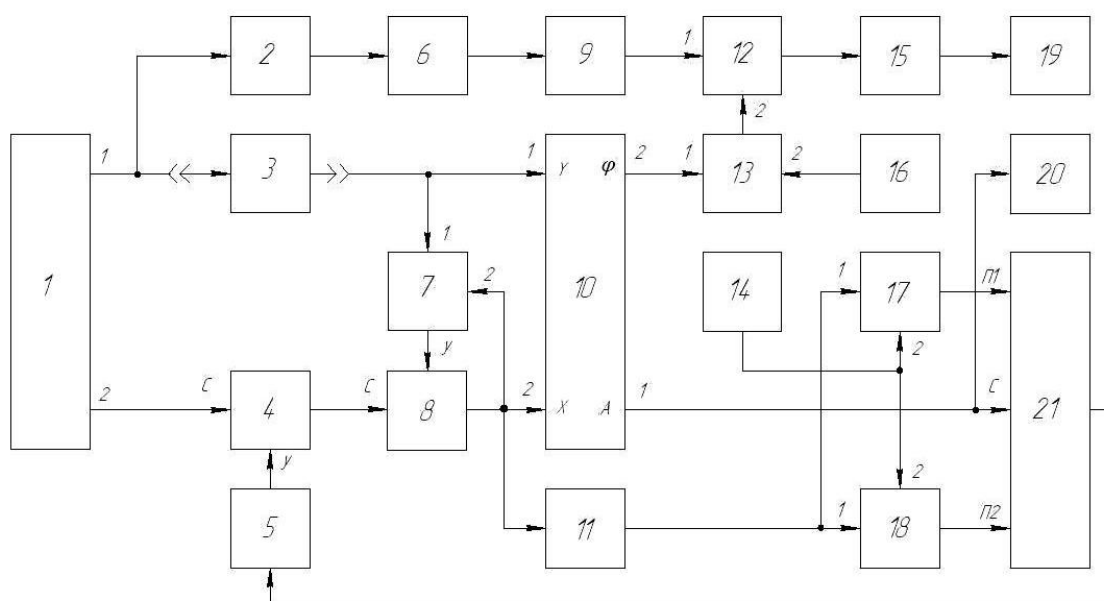


Рис. 1. Устройство для снятия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителей

На рис. 2 приведены эюры, поясняющие принцип работы устройства для контроля АЧХ и ФЧХ.

Устройство содержит блок формирования квадратурных сигналов 1, формирователь прямоугольных импульсов 2, испытуемый усилитель 3, управляемый фазовращатель 4, генератор пилообразного напряжения 5, элемент НЕ 6, устройство автоматической регулировки коэффициента передачи 7, управляемый аттенюатор 8, формирователь импульсов малой длительности 9, блок преобразования координат 10, амплитудный детектор 11, RS-триггер 12, компаратор 13, первый источник опорного напряжения 14, блок определения фазы 15, второй источник опорного напряжения 16, суммирующее устройство 17, вычитающее устройство 18, индикатор фазы 19, индикатор ам-

плитуды 20 и двухпороговый компаратор 21 [2].

В устройстве последовательно соединены формирователь прямоугольных импульсов 2, элемент НЕ 6, формирователь импульсов малой длительности 9, RS-триггер 12, блок определения фазы 15 и индикатор фазы 19, а также двухпороговый компаратор 21 и генератор пилообразного напряжения 5, выход которого связан с управляющим входом управляемого фазовращателя 4. Первый выход блока формирования квадратурных сигналов 1 подключен к входной клемме испытуемого усилителя 3 и входу формирователя прямоугольных импульсов 2. Второй выход блока формирования квадратурных сигналов 1 подключен к сигнальному входу управляемого фазовращателя 4.

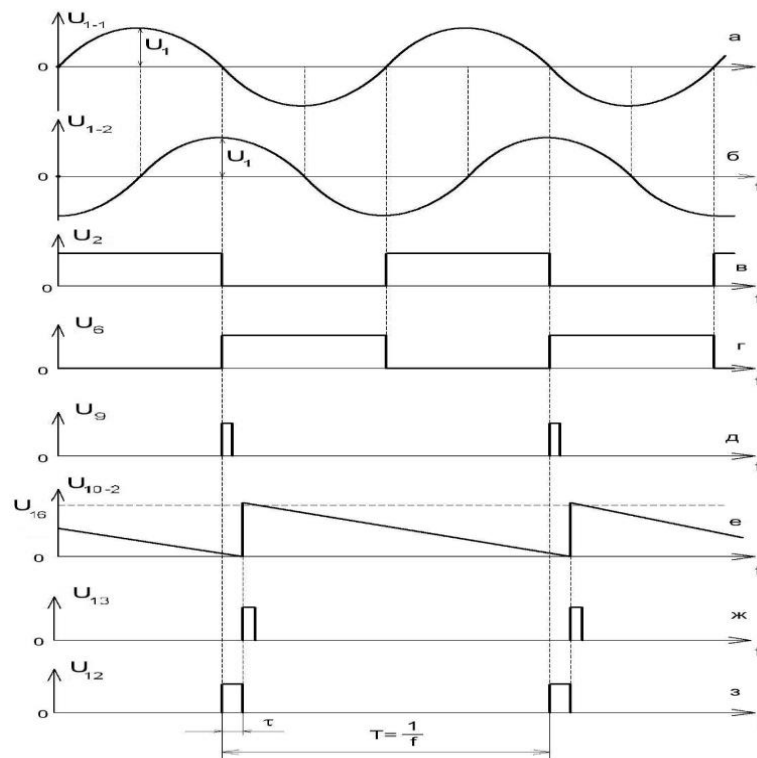


Рис. 2. Эюры, поясняющие принцип работы устройства для контроля АЧХ и ФЧХ:

а – эюры напряжения на первом выходе блока формирования квадратурных сигналов; б – эюры напряжения на втором выходе блока формирования квадратурных сигналов; в – эюры напряжения на выходе формирователя прямоугольных импульсов; г – эюры напряжения на выходе элемента НЕ; д – эюры напряжения на выходе формирователя импульсов малой длительности; е – эюры напряжения на втором (фазовом) выходе блока преобразования координат; ж – эюры напряжения на выходе компаратора; з – эюры напряжения на выходе RS – триггера

Первый вход устройства автоматической регулировки коэффициента передачи 7 подключён к выходной клемме испытуемого усилителя 3. Сигнальный вход управляемого аттенюатора 8 подключён к выходу управляемого фазовращателя 4. Управляющие вход и выход управляемого аттенюатора 8 подключены, соответственно, к выходу и ко второму входу устройства автоматической регулировки коэффициента передачи 7.

Первый и второй входы блока преобразования координат 10 также подключены к выходам соответственно испытуемого усилителя 3 и управляемого аттенюатора 8. Вход амплитудного детектора 11 также связан с выходом управляемого аттенюатора 8. Первые входы суммирующего устройства 17 и вычитающего устройства 18 объединены и подключены к выходу амплитудного детектора 11, а их вторые входы объединены и подключены к выходу первого источника опорного напряжения 14. Выходы суммирующего устройства 17 и вычитающего устройства 18 связаны соответственно с первым и вторым пороговыми входами двухпорогового компаратора 21. Сигнальный вход последнего и вход индикатора амплитуды 20 объединены и подключены к первому (амплитудному) выходу блока преобразования координат 10. Второй (фазовый) выход блока 10 подключён к первому входу компаратора 13, второй вход которого связан с выходом второго источника опорного напряжения 16, а выход – со вторым входом RS-триггера 12.

Устройство работает следующим образом. На первом и втором выходах блока формирования квадратурных сигналов 1 формируются гармонические сигналы одинаковой амплитуды напряжения U_1 и одинаковой частоты f , но сдвинутые по фазе друг относительно друга на 90° . Синусоидальный сигнал ($U_1 \sin \omega t$, где $\omega = 2\pi f$) с первого выхода блока 1 (U_{1-1} , рис. 2, а) поступает на вход испытуемого усилителя 3. Косинусоидальный сигнал со второго выхода блока 1 (U_{1-2} , рис. 2, б) поступает на сигнальный вход управляемого фазовращателя 4.

С изменением частоты блока формирования квадратурных сигналов 1, из-за неравномерности амплитудно-частотных характеристик испытуемого усилителя 3 и управля-

емого фазовращателя 4, изменяются амплитуды их выходных напряжений, причём неодинаково. Для исключения этого, выходное напряжение управляемого фазовращателя 4 поступает на сигнальный вход управляемого аттенюатора 8, а выходные напряжения испытуемого усилителя 3 и управляемого аттенюатора 8 подают, соответственно, на первый и второй входы устройства автоматической регулировки коэффициента передачи 7. Последнее сравнивает амплитуды этих выходных напряжений и формирует на своём выходе постоянное напряжение, которое поступает на управляющий вход аттенюатора 8 и поддерживает амплитуду выходного напряжения управляемого аттенюатора 8 (U_8) равной амплитуде выходного напряжения испытуемого усилителя 3

($U_8 = U_3$) независимо от частоты.

С изменением частоты блока формирования квадратурных сигналов 1 меняется также фазовый сдвиг выходного напряжения испытуемого усилителя 3 (относительно его входного напряжения). При этом нарушается ортогональность выходных напряжений испытуемого усилителя 3 и управляемого аттенюатора 8. Необходимое изменение фазы напряжения на втором выходе блока формирования квадратурных сигналов 1, равное фазовому сдвигу φ выходного напряжения испытуемого усилителя 3 на частоте f и восстанавливающее указанную ортогональность, осуществляется управляемым фазовращателем 4. Для этого генератор пилообразного напряжения 5 (на основе последовательно соединённых генератора прямоугольных импульсов, элемента и счетчика, а также ЦАП и компаратора) формирует пилообразный сигнал. Он поступает на управляющий вход фазовращателя 4, увеличивая фазовый сдвиг его выходного напряжения до тех пор, пока напряжения на выходе испытуемого усилителя 3 и управляемого аттенюатора 8 не станут ортогональными. Эти напряжения одинаковой амплитуды ($U = U_8 = U_3$) поступают соответственно на первый и второй входы блока преобразования координат 10, который осуществляет их перевод из прямоугольной системы координат в полярную. На первом (амплитудном) выходе блока 10 формируется постоянное напряжение

$$U_A = \sqrt{U^2 \sin^2(\omega t + \varphi) + U^2 \cos^2(\omega t + \varphi)} = U,$$

которое несёт информацию об измеряемой амплитуде выходного сигнала усилителя 3. Оно поступает на сигнальный вход двухпорогового компаратора 21 и вход индикатора амплитуды 20.

Одновременно с этим амплитудный детектор 11 преобразует амплитуду выходного переменного напряжения аттенюатора 8 в постоянное напряжение, равное U , которое поступает на первые входы суммирующего устройства 17 и вычитающего устройства 18. На вторые входы этих устройств поступает напряжение небольшой величины с выхода первого источника опорного напряжения 14.

На выходах суммирующего устройства 17 и вычитающего устройства 18 образуются постоянные напряжения, задающие соответственно верхнюю и нижнюю границы области допустимых значений напряжения, формирующегося на первом (амплитудном) выходе блока преобразования координат 10 в момент восстановления ортогональности напряжений на его входах. Необходимость введения такой зоны допуска связана с тем, что напряжение на первом (амплитудном) выходе блока 10 в указанный момент времени может приближаться к искомому U по уровню как сверху, так и снизу.

Выходные напряжения суммирующего устройства 17 и вычитающего устройства 18 поступают соответственно на первый и второй пороговые входы двухпорогового компаратора 21.

Если напряжение на первом (амплитудном) выходе блока преобразования координат 10 лежит в заданной зоне допуска (когда формирование ортогональных напряжений на его входах завершено), то на выходе двухпорогового компаратора 21 формируется логическая «1», в противном случае – логический «0». Напряжение с выхода двухпорогового компаратора 21 поступает на вход генератора пилообразного напряжения 5. При наличии логического «0» на входе генератора 5 рост пилообразного напряжения на его выходе продолжается, а при наличии логической «1» – прекращается. В последнем случае изменение разности фаз, вносимое управляемым фазовращателем 4, также прекращается.

Синусоидальный сигнал $U_1 \sin \omega t$ с первого выхода блока формирования квадратурных сигналов 1 (U_{1-1} , рис. 2, а) поступает также на вход формирователя прямоугольных импульсов 2, с выхода которого (U_2 , рис. 2, в) на вход элемента НЕ 6 поступает сигнал прямоугольной формы. На выходе элемента НЕ 6 образуется его инвертированный сигнал (U_6 , рис. 2, г). Последний поступает на вход формирователя импульсов малой длительности 9, на выходе которого по фронту входного сигнала формируется прямоугольный импульс малой длительности (U_9 , рис. 2, д). Этот импульс поступает на первый вход (S – вход) RS – триггера 12 и устанавливает его в единичное состояние (U_{12} , рис. 2, з).

Одновременно с получением напряжения на первом (амплитудном) выходе блока преобразования координат 10 (когда формирование ортогональных напряжений на его входах завершено), на его втором (фазовом) выходе формируется спадающее пилообразное напряжение (U_{10-2} , рис. 2, е). Компаратор 13 сравнивает это напряжение с выходным напряжением второго источника опорного напряжения 16. Последнее выбирается немного меньше максимального напряжения на втором (фазовом) выходе блока преобразования координат 10, соответствующего максимуму спадающего пилообразного сигнала в точке разрыва (U_{16} , рис. 2, е). На время превышения первым входным напряжением компаратора 13 уровня второго, на его выходе формируется прямоугольный импульс (U_{13} , рис. 2, ж). Этот импульс поступает на второй вход (R – вход) RS – триггера 12 и устанавливает его в нулевое состояние (U_{12} , рис. 2, з).

При помощи управляемого фазовращателя 4 обеспечивается необходимое изменение разности фаз его входного и выходного напряжений, равное фазовому сдвигу испытуемого усилителя 3. Это эквивалентно восстановлению ортогональности выходных напряжений испытуемого усилителя 3 и управляемого аттенюатора 8. Тем самым создаётся задержка τ формирования спадающего пилообразного напряжения на втором (фазовом) выходе блока преобразования координат 10.

ординат 10 . Таким образом, на выходе RS -импульс (U_{12} , рис. 2, 3), в котором соотношение τ / T несёт информацию о фазовом сдвиге испытуемого усилителя 3. Импульсный сигнал с выхода RS -триггера 12 поступает на вход блока определения фазы 15. Блок 15 формирует постоянное напряжение, пропорциональное измеряемому фазовому сдвигу усилителя ($\varphi = 2\pi\tau/T$), которое снимается с помощью индикатора фазы 19.

В дальнейшем, увеличивая частоту f блока формирования квадратурных сигналов 1 и сохраняя рост выходного напряжения генератора пилообразного напряжения 5, находят соответствующие значения амплитуды выходного сигнала U_A и фазового сдвига φ испытуемого усилителя 3 и строят его амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики.

Преимуществами устройства, по сравнению с известными, являются расширенные

триггера 12 формируется прямоугольный функциональные возможности устройства и повышенная точность снятия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителей, что достигается путем выравнивания и формирования ортогональными выходных напряжений испытуемого усилителя и управляемого аттенюатора в широком диапазоне частот с последующим преобразованием их из прямоугольной системы координат в полярную. Это делает процесс снятия амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителя не зависимым от значения его фазового сдвига.

Выводы

Предложено новое устройство для контроля амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителей. Приведены его состав, назначение блоков, указаны связи между ними.

Библиографический список

1. Кукуш, В.Д. Электрорадиоизделия: учеб. пособие для вузов / Москва: Радио и связь, 1985. 368 с.

2. Пиганов М.Н., Шопин Г.П., Тюлевин С.В., Елизаров С.В. Устройство для снятия амплитудно-частотной и фазочастотной ха-

рактеристики усилителей Пат. 2476893. Российская Федерация МПК G01R27/28. /; заявитель и патентообладатель: Самарск. госуниверситет. Аэрокосм. ун-т.-№2011128879/28; заявл. 12.07.2011, опубл. 27.02.2013. Бюл. №6.4 с.

Информация об авторах

Тюлевин Сергей Викторович, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, качество и надёжность космической аппаратуры.

Пиганов Михаил Николаевич, доктор технических наук, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: pi-ganov@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, управление качеством радиоэлектронной аппаратуры.

Шопин Геннадий Павлович, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: методы и устройства контроля радиоэлектронной аппаратуры.

Елизаров Сергей Викторович, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: программное обеспечение прогнозирования надёжности электронных узлов.

DEVICE FOR REMOVING PHASE FREQUENCY CHARACTERISTICS AMPLIFIERS

© 2014 S.V. Tyulevin, M.N. Piganov, G.P. Chopin, S.V. Elizarov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The article discusses a device for removing the phase response of amplifiers. Describes the principles of its operation are given diagrams voltage outputs blocks that make up the device. The processes of change in the phase shift of the output voltage of the amplifier, signal conversion, and coordinates. Formation of orthogonal initial tension and their conversion from rectangular coordinate system in the polar is probed. The advantage of the device is represented by a high precision removal phase response of the amplifier.

Amplifier, phase-frequency characteristic (PFC), device removal PFC, stress distribution, the phase shift, structure of the device, signal generation, precision removal of PFC.

References

1. Kukush V.D. Electroradio products: school book for University / Moscow: Radio and communication, 1985. P. 368.
2. Piganov M.N., Chopin G.P., Tyulevin S.V., Elizarov S.V. Ustroystvo dlya snyatiya amplitudno-chastotnoy harakteristiki usiliteley [Device to capture amplitude and phase response of amplifiers]. Pat. 2476893. RF IPC G01R27/28, applicant and patent holder: Samara. States. Aerospace. Univ. № 2011128879/28; (appl. 12.07.2011, publ. 27.02.2013. List № 6. p.4.)

About the authors

Tyulevin Sergey Virtorovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control, quality and reliability of spacecraft.

Piganov Mikhail Nikolaevich, Doctor of Sciences (Engineering), Professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: pi-ganov@ssau.ru. Area of research: control, quality control of electronic equipment.

Shopin Gennady Pavlovich, Candidate of Sciences (Engineering), associate professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: methods and control device of electronic equipment.

Elizarov Sergei Nikolaevich, post-graduate student, Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: software reliability prediction of electronic components.

РАСЧЁТ МОЩНОСТИ, РАССЕИВАЕМОЙ НА КОРПУСЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ПРИ ПРЯМОМ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОМ РАЗРЯДЕ

© 2014 А.В. Костин

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Описывается пример расчёта мощности, рассеиваемой на корпусе бортовой аппаратуры космических аппаратов при прямом электростатическом разряде. Проводится анализ полученного результата с целью выявления опасности теплового воздействия электростатических разрядов на температурный режим бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Бортовая аппаратура, космический аппарат, электростатический разряд, мощность, ток, электрическое поле, магнитное поле, сопротивление.

На борту космических аппаратов (КА) нередко возникают электростатические разряды (ЭСР). Причиной ЭСР является дифференциальная зарядка элементов конструкции КА. В связи с внедрением больших и сверхбольших интегральных микросхем в космическое приборостроение, а также увеличением срока службы КА вновь встал вопрос об устойчивости бортовой аппаратуры (БА) КА к ЭСР. Основными факторами ЭСР, влияющим на нормальное функционирование БА КА, являются электромагнитные помехи [1]. Однако токи, текущие по корпусу БА КА, особенно при прямом ЭСР (непосредственно в корпус), вызовут изменение его температуры.

Целью работы является проведение оценочного расчёта средней мощности, рассеиваемой на корпусе БА КА при прямом ЭСР. Причина проведения такого анализа заключается в том, что энергия ЭСР может достигать 0,2 Дж, а частота повторения ЭСР может достигать 50 Гц. При такой энергии и частоте повторения импульса ЭСР средняя мощность за период будет составлять 10 Вт. Это достаточно большая величина для БА КА, что может не только затруднить её работу, но и нарушить работоспособность.

Исходные данные

Рассмотрим корпус БА КА в форме параллелепипеда, размеры которого указаны на рис. 1. Материал корпуса – сплав на основе алюминия. Толщина стенок 1,5 мм. Отвер-

стия и другие неоднородности, через которые могут проникнуть электромагнитные волны внутрь корпуса, отсутствуют.

Будем считать, что прибор установлен на непроводящую поверхность, а все металлизированные элементы конструкции КА находятся достаточно далеко от корпуса БА КА, так что ёмкость между корпусом БА и металлизированными элементами КА незначительна.

ЭСР будем моделировать, подключив источник тока $I_P(t)$ между точкой разряда на верхней крышке и точкой металлизации на передней панели корпуса БА КА. Координаты точек подключения показаны на рис. 1. На рис. 2 показана форма импульса тока источника $I_P(t)$. При ЭСР в систему, состоящую из корпуса БА и остальных элементов конструкции КА, вносятся дополнительные носители электрического заряда. Имеется ввиду, что БА металлизирована с элементами конструкции КА, поэтому рассматривается система. Эти носители должны распределиться по поверхности проводника [2]. Часть носителей придёт на поверхность корпуса БА. Поэтому ток через клемму металлизации будет меньше, чем ток дуги ЭСР и модель, предложенная выше, не является точной. Однако, площадь поверхности рассматриваемой БА чаще всего много меньше, чем площадь поверхностей остальных элементов конструкции. Следовательно, предложенная модель даст достаточную точность.

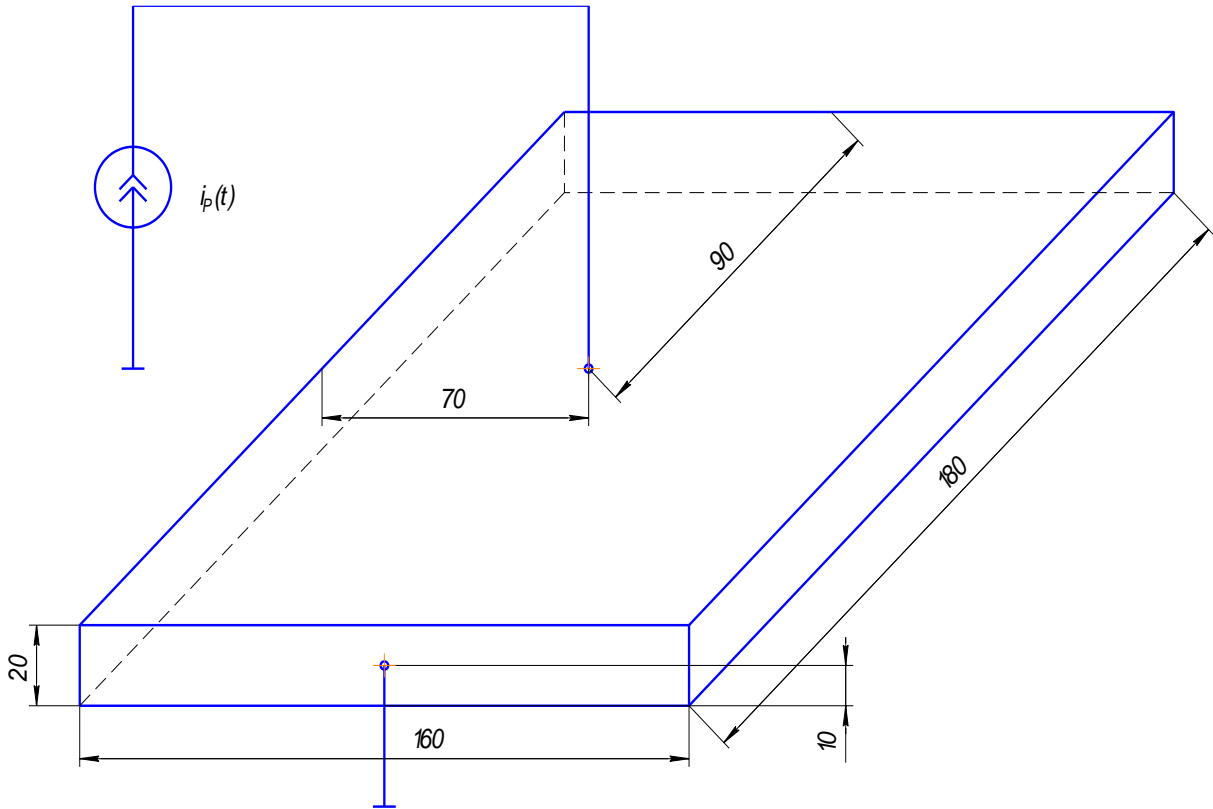


Рис. 1. Подключение источника ЭСР к корпусу КА

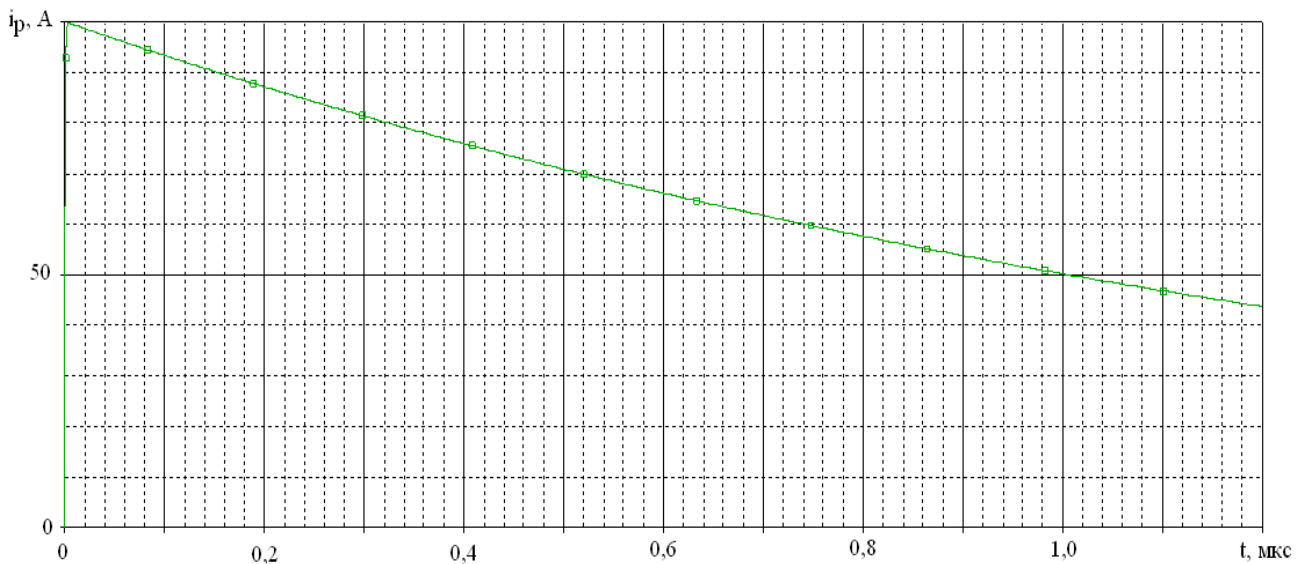


Рис. 2. Временная диаграмма разрядного импульса

Для моделирования выбран сигнал с самой большой длительностью импульса и самой маленькой длительностью переднего фронта [1, 3].

Параметры импульса, приведённого на рис. 2, следующие:

- длительность импульса по уровню 0,5 – 1 мс;
- длительность фронта по уровню 0,1-0,9 – 1 нс;
- амплитуда импульса 100 А.

Аналитическое выражение такого импульса выглядит следующим образом [3]:

$$i_p(t) = I \cdot (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}),$$

где $p_1 = -6,899 \cdot 10^5$, $p_2 = -2,202 \cdot 10^9$ для рассматриваемого случая. Подвергнем это выражение преобразованию Фурье. При этом получим [4]

$$\begin{aligned} \dot{I}_p(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} i_p(t) e^{-j\omega t} dt = \\ &= I \frac{p_1 - p_2}{\sqrt{p_1^2 + \omega^2} \sqrt{p_2^2 + \omega^2}} e^{j \left[\arctg\left(\frac{\omega}{p_1}\right) + \arctg\left(\frac{\omega}{p_2}\right) \right]}, \end{aligned}$$

где $j = \sqrt{-1}$ - мнимая единица, ω - угловая частота.

Общий принцип определения рассеиваемой мощности

Чтобы рассчитать среднюю мощность, рассеиваемую на корпусе БА КА при прямом ЭСР, необходимо определить сопротивление корпуса БА КА между точкой приложения ЭСР и точкой металлизации. Тогда, при известном токе, можно будет найти среднюю мощность рассеивания на корпусе БА. Поскольку сопротивление корпуса будет зависеть от частоты, то необходимо провести моделирование в широком диапазоне частот.

Разбиение на элементарные фигуры

Корпус является цепью с распределёнными параметрами. Для расчёта сопротивления корпуса БА разобьём последний на некоторое количество прямоугольных параллелепипедов (рис. 3).

Размер каждого параллелепипеда $20 \times 20 \times 1,5$ мм. В центр каждого параллелепипеда поместим узел. Каждый узел будет электрически связан с соседним посредством LR цепи. LR цепь определяется расстоянием между узлами, шириной полос, на которые условно разбит корпус, и толщиной корпуса. Такой параллелепипед будет совпадать по размерам с параллелепипедом, на которые был разбит корпус. На рис.3 показана поверхность параллелепипеда со штриховкой, наклонённой вправо и влево. Штриховка, наклонённая вправо, указывает на параллелепипед с определяющей параметрами горизонтальной LR цепью. Штриховка, наклонённая влево, указывает на параллелепипед с определяющей параметрами верти-

кальной LR цепью. В настоящем примере они одинаковы. Более правильно было бы включить между каждым узлом и корпусом ёмкость, но поскольку выше было сказано, что корпус БА КА находится достаточно далеко от металлизированных элементов конструкции, то этими ёмкостями можно пренебречь.

Суммарные токи в верхней и нижней панели корпуса будут определяться составляющими I_{xi} и I_{yi} . Аналогично - для всех остальных панелей БА. Вообще, при анализе цепи с распределёнными параметрами более правильно говорить не о силе тока, а о плотности. Чем меньше элементарные параллелепипеды, тем точнее будут вычисления. Однако анализ существенно усложнится ввиду большого количества элементов.

Итак, описанным выше способом строим эквивалентную цепь с сосредоточенными параметрами.

Определение активного и реактивного сопротивления параллелепипеда

Поле внутри проводника прямоугольного сечения, по одной из поверхностей которого течёт ток (рис. 4), описывается уравнениями [5]

$$\begin{aligned} \dot{H} &= \dot{I}_y \frac{I \operatorname{sh}(p(h-z))}{b \operatorname{sh}(ph)}, \\ \dot{E} &= -\frac{1}{\gamma} \frac{d\dot{H}_y}{dz} = \dot{I}_x \frac{p I \operatorname{ch}(p(h-z))}{\gamma b \operatorname{sh}(ph)}, \end{aligned}$$

где γ - проводимость, I - ток в проводнике, b - ширина проводника, h - высота проводника, $p = \sqrt{j \cdot \omega \cdot \gamma \cdot \mu \cdot \mu_0}$, μ - относительная магнитная проницаемость, μ_0 - магнитная постоянная.

Для определения комплексного сопротивления воспользуемся теоремой Умова-Пойнтинга

$$-\oint \dot{\vec{E}} \times \dot{\vec{H}} \cdot d\vec{S} = I^2 Z.$$

Из теоремы выражаем сопротивление, которое будет складываться из активной R и реактивной X составляющих

$$Z = R + jX \frac{-\oint \dot{\vec{E}} \times \dot{\vec{H}} \cdot d\vec{S}}{I^2} = \frac{pl}{b\gamma \cdot \operatorname{th}(ph)}.$$

При этом активное сопротивление будет равно

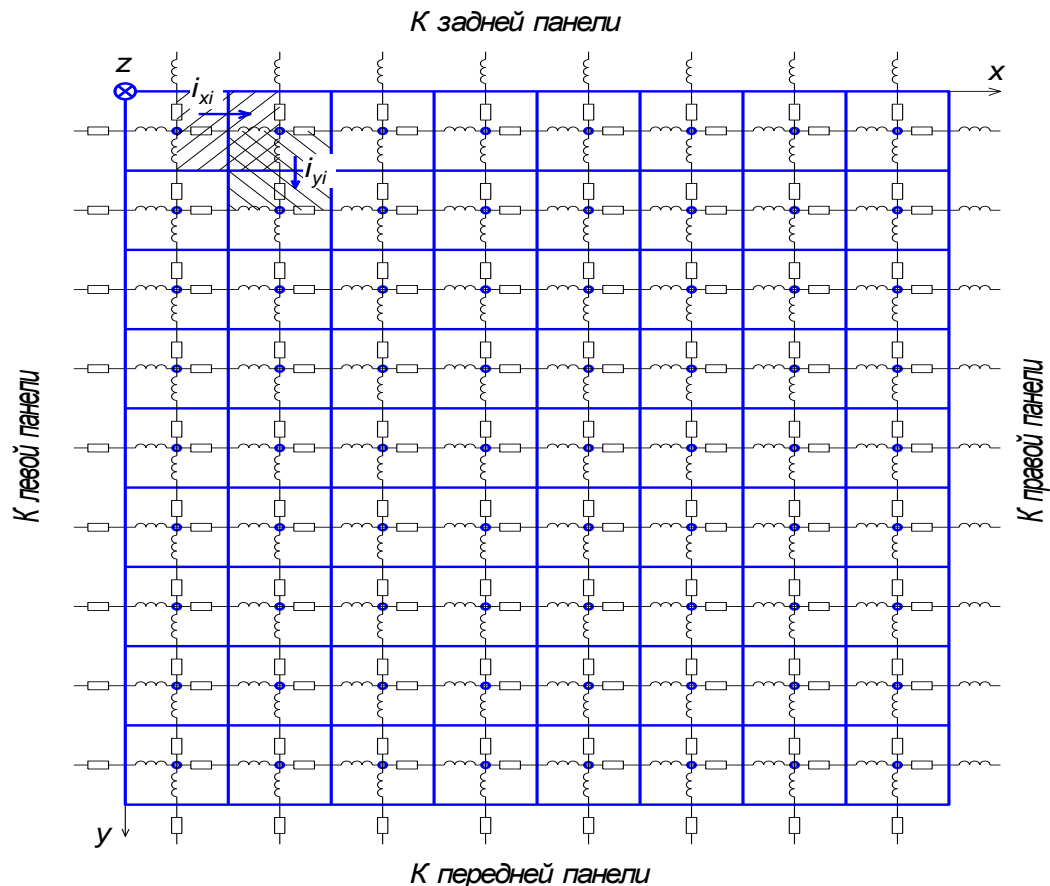


Рис.3. Представление верхней панели корпуса КА в виде эквивалентной схемы

$$R = Re \left\{ \frac{pl}{b\gamma \cdot th(ph)} \right\},$$

а индуктивность равна

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{Im \left\{ \frac{pl}{b\gamma \cdot th(ph)} \right\}}{\omega}.$$

Графики зависимостей $R(f)$ и $X(f)$ представлены на рис. 5. Определим сопротивление и индуктивность элементарного параллелепипеда на частотах от 1 кГц до 168,3 МГц с шагом, равным двукратному увеличению частоты, и на нулевой частоте. В табл. 1 приведены значения R и L на этих частотах.

В местах перехода с одной поверхности на другую параллелепипеды вырождаются в фигуру в виде двух объединённых параллелепипедов меньшей длины, расположенных под углом друг другу. Поскольку площадь поверхности этих параллелепипедов та же, что и у рассматриваемых, а объём отличается незначительно, то их индуктивность и активное сопротивление можно принять таки-

ми же, что и у фигур, рассмотренных выше. Ошибка будет более существенной на вершинах, где площадь поверхности и объём будут меньше, чем у рассмотренных выше элементарных параллелепипедов. Однако, вершин всего 8, а количество параллелепипедов много больше. Поэтому вклад первых в общую ошибку будет не таким значимым.

Построение эквивалентной схемы и проведение расчёта

В результате была построена эквивалентная схема, состоящая из 178 узлов. Источник тока подключен к узлам 76 и 166. Моделирование производилось в среде OrCAD 9.1. Моделирование проводилось на частотах, указанных в табл. 1 с использованием значений R и L , приведённых в той же таблице.

Результатом моделирования является амплитуда напряжения \dot{U} на источнике тока i . Если записать комплексное сопротивление корпуса через закон Ома, то получим

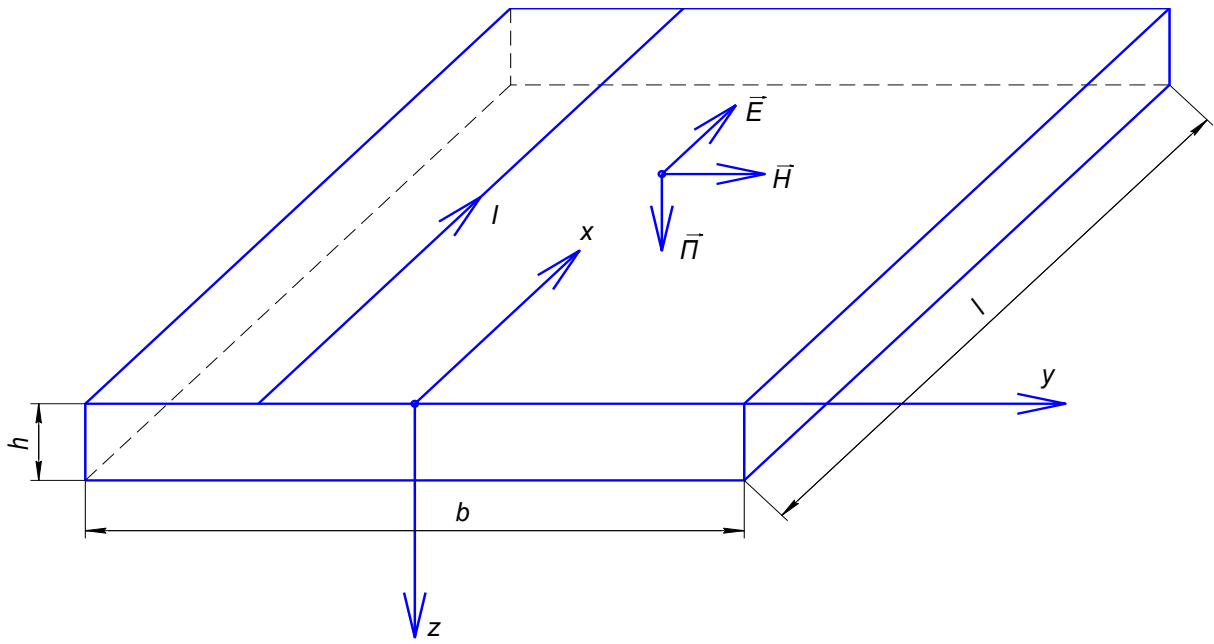


Рис. 4. Элементарный параллелепипед

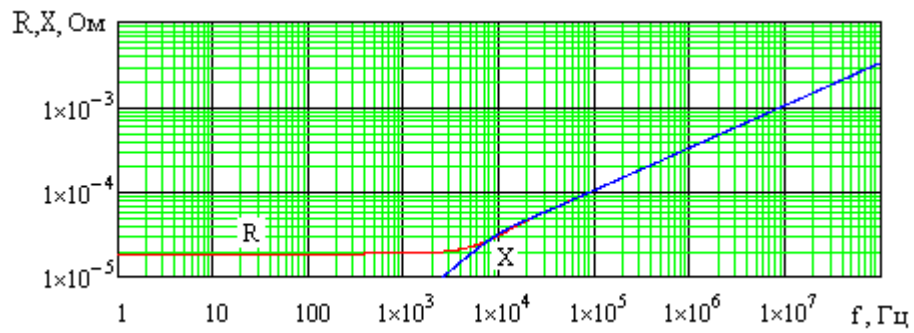


Рис. 5. Зависимость активной и реактивной составляющей от частоты

Таблица 1. Значения сопротивления и индуктивности

f, кГц	R, Ом	L, Гн	f, кГц	R, Ом	L, Гн
0	1.867×10^{-5}	0	512	2.379×10^{-4}	7.395×10^{-11}
1	1.883×10^{-5}	6.267×10^{-10}	1024	3.364×10^{-4}	5.229×10^{-11}
2	1.932×10^{-5}	6.22×10^{-10}	2048	4.758×10^{-4}	3.698×10^{-11}
4	2.118×10^{-5}	6.042×10^{-10}	4096	6.729×10^{-4}	2.615×10^{-11}
8	2.728×10^{-5}	5.467×10^{-10}	8192	9.516×10^{-4}	1.849×10^{-11}
16	4.095×10^{-5}	4.253×10^{-10}	16384	1.346×10^{-3}	1.307×10^{-11}
32	5.97×10^{-5}	2.967×10^{-10}	32768	1.903×10^{-3}	9.244×10^{-12}
64	8.41×10^{-5}	2.091×10^{-10}	65536	2.692×10^{-3}	6.536×10^{-12}
128	1.19×10^{-4}	1.479×10^{-10}	131072	3.806×10^{-3}	4.622×10^{-12}
256	1.682×10^{-4}	1.046×10^{-10}	168300	4.313×10^{-3}	4.079×10^{-12}

$$\begin{aligned} \dot{Z}_K &= \frac{\dot{U}_K}{\dot{I}_K} = \frac{|\dot{U}_K|}{|\dot{I}_K|} e^{j(\varphi_{UK} - \varphi_{IK})} = \\ &= \frac{|\dot{U}_K|}{|\dot{I}_K|} \cos(\varphi_{UK} - \varphi_{IK}) + \\ &+ j \frac{|\dot{U}_K|}{|\dot{I}_K|} \sin(\varphi_{UK} - \varphi_{IK}). \end{aligned}$$

Необходимо знать активное сопротивление корпуса, т.к. именно оно преобразует электрическую энергию в тепло. Тогда активное сопротивление корпуса можно найти следующим образом

$$\begin{aligned} R_K &= \frac{|\dot{U}_K|}{|\dot{I}_K|} \cos(\varphi_{UK} - \varphi_{IK}) = \\ &= |\dot{Z}_K| \cos(\varphi_{UK} - \varphi_{IK}). \end{aligned}$$

Таблица 2. Результаты моделирования

f , кГц	$ \dot{U}_K $, мкВ	$ \dot{Z}_K $, мкОм	$\varphi_{UK} - \varphi_{IK}$, градусах	R_K , мкОм
0	18,6195	18,6195	0	18,6195
1	19,1884	19,1884	11,8113	18,78254
2	20,7880	20,7880	22,0268	19,27217
4	25,9948	25,9948	35,639	21,13086
8	38,6230	38,6230	45,2094	27,22155
16	59,0521	59,0521	46,2359	40,86324
32	84,1821	84,1821	44,9784	59,57185
64	118,6216	118,6216	44,9946	83,91943
128	167,8268	167,8268	44,9876	118,7444
256	237,2999	237,2999	45,0083	167,8389
512	335,5830	335,5830	44,9996	237,3891
1024	474,5544	474,5544	45,0028	335,6778
2048	671,2048	671,2115	45,0034	474,779
4096	949,2701	949,2701	45,004	671,4557
8192	1342,4230	1342,4230	45,0035	949,5563
16384	1898,3184	1898,3184	44,9888	1343,11
32768	2684,5597	2684,5597	45,0034	1898,913
65536	3796,9271	3796,9271	44,9932	2686,22
131072	5369,1194	5369,1194	45,0034	3797,827
168300	6084,2545	6084,2545	45,0025	4303,743

Как известно, средняя активная мощность за период периодического сигнала может быть найдена как сумма мощностей, рассеиваемых каждой гармоникой

При моделировании источник тока формировал сигнал амплитудой 1 А и начальной фазой 0°. В табл. 2 представлены результаты моделирования.

Расчёт мощности, рассеиваемой на корпусе

Рассматривать воздействие одиночного импульса не имеет смысла, так как от его воздействия корпус даже не нагреется. Энергия, сообщённая этим импульсом, быстро рассеется, так как её мало. Но периодическое воздействие импульсов может привести к более значимому изменению температуры. Как уже было сказано, частота повторения импульсов ЭСР может достигать $f_H=50$ Гц.

$$P = I_{P0}^2 R_{K0} + \sum_{n=1}^N \frac{I_{Pn}^2}{2} R_{Kn},$$

где N – число гармоник в рассматриваемом диапазоне частот (от 50 Гц до 168,3 МГц), I_{P0} – постоянная составляющая в спектре тока

ЭСР, I_{Pn} – амплитуда тока гармоники с номером n в спектре тока ЭСР, R_{K0} – сопротивление корпуса по постоянному току, R_{Kn} – активное сопротивление корпуса на гармонике с номером n . Число гармоник определяем из выражения

$$N = \frac{f_{max}}{f_n} = 3,366 \cdot 10^6.$$

Амплитуды гармоник определяем из спектральной плотности одиночного импульса по формуле [6]

$$I_{Pn} = 2 \cdot f_u \cdot |I(j2\pi n f_u)|.$$

Постоянную составляющую определяем как среднее значение сигнала

$$I_0 = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} i_p(t) dt \approx \frac{I}{T_H} \cdot \frac{p_1 - p_2}{p_1 p_2} = 7,245 \cdot 10^{-3} A,$$

где $T_H = 1/f_H$ – период следования импульсов ЭСР.

Сопротивление R_{K0} известно, а сопротивления R_{Kn} необходимо найти. Моделирование проводилось лишь на 20 точках, а всего гармоник более трёх миллионов. Для определения R_{Kn} необходимо знать зависимость сопротивления корпуса от частоты $R_K(f)$. Для определения последней проведём кусочно-линейную аппроксимацию по найденным значениям. Каждый фрагмент функции представим в виде отрезка прямой линии. Уравнения этих прямых линий будет выглядеть следующим образом

$$R_K(f) = \frac{R_{K(m+1)} - R_{Km}}{f_{(m+1)} - f_m} (f - f_m) + R_{Km}, \text{ при } f \in (f_m; f_{m+1}]$$

где m – номер частоты из табл. 1 и 2.

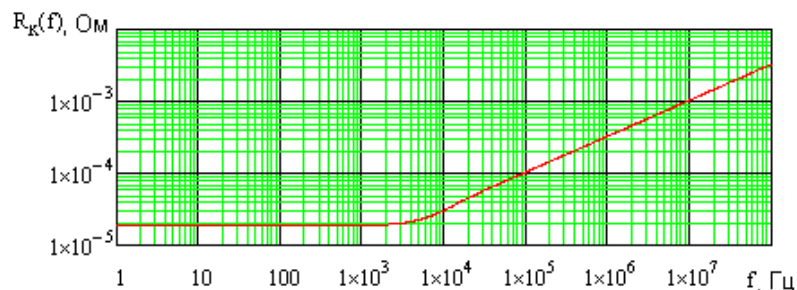


Рис. 6. Аппроксимация кривой зависимости активного сопротивления корпуса БА от частоты

Выводы

Полученные результаты расчётов и опыт конструирования БА КА показывают, что мощность, рассеиваемая на корпусе при

На рис. 6 представлен график аппроксимированной функции $R_K(f)$. Как видно из рисунка, аппроксимация довольно точная, фрагментов линий практически невидно. Проведение такой аппроксимации стало возможным также благодаря отсутствию резонансов в эквивалентной схеме.

Расчёт средней мощности, рассеиваемой на корпусе, даёт значение 54, 38 мкВт. Расчёт проводился при помощи Mathcad 14. Другое сопротивление, которое не учтено в процессе расчёта, это само сопротивление контакта металлизации. При резбовом соединении провода металлизации (как правило, это плетёнка с наконечником) сопротивление контакта, как правило, не превышает 200 мкОм. Зависимость этого сопротивления от частоты является очень сложной. Однако можно предположить, что сопротивление контакта будет очень слабо зависеть от частоты. Это связано с тем, что контакт обеспечивается не по всей поверхности, а в большом количестве микроскопических точек ввиду неровностей и шероховатости поверхностей. Это будет работать как многожильный провод, в котором сопротивление меньше зависит от частоты. Таким образом, считаем, что сопротивление контактов не зависит от частоты.

По такой же методике находим мощность, рассеиваемую на контакте металлизации. Она составляет 72,4 мкВт.

прямом ЭСР, не может вызвать существенного повышения температуры корпуса даже при отводе тепла излучением через основание. Конечно, в реальной БА имеется масса

неоднородностей и резбовых соединений. На резбовых соединениях будет рассеиваться большая мощность, но, как показано выше, эта величина незначительна. Исходя из изложенных выше рассуждений можно

сделать вывод, что проводить тепловое расчёты БА КА с учётом воздействия ЭСР не имеет смысла. Процесс этот ресурсоёмкий, а полученный результат не повлияет на общую картину.

Библиографический список

1. Костин А.В., Пиганов М.Н. Расчет помех в цепях бортовой аппаратуры космических аппаратов, вызванных электростатическими разрядами / (Известия Самарского научного центра РАН. 2012.Т.14.№4(5). С. 1376-1379.

2. Яворский Б.Ф., Детлаф А.А. Справочник по физике. М.: Наука, 1964.-512 с.

3. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов. Диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Москва: МИЭМ, 2009.

4. Костин, А.В. Анализ методов защиты бортовой аппаратуры космических ап-

паратов от воздействия факторов электростатического разряда //Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета, 2011. №7(31). С. 107-112.

5. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. Учебник для электротехн., энерг., приборостроит. спец. вузов. 8-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1986. 236 с.

6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Информация об авторе

Костин Алексей Владимирович, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва

(национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: повышение устойчивости бортовой аппаратуры космических аппаратов к внешним воздействующим факторам.

CALCULATION OF POWER DISSIPATION IN CORPS OF ONBOARD EQUIPMENT OF SPACE VEHICLE IN DIRECT ELECTROSTATIC DISCHARGE

© 2014 A.V. Kostin

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

Describes an example of the calculation of power dissipation in corps of onboard equipment of space vehicle in direct electrostatic discharge. The analysis of the obtained results in order to identify hazards thermal influence of electrostatic discharges on the temperature regime of onboard equipment of space vehicle.

Onboard equipment, the space vehicle, electrostatic discharge, power, current, electric field, magnetic field, resistance.

References

1. Kostin AV Piganov MN The calculation of interference in the circuits onboard equipment spacecraft caused by electrostatic discharges / (Proceedings of the Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences. 2012.T.14. № 4 (5). P. 1376-1379. (In Russ.)
2. Jaworski B.F., Detlaf A.A. Handbook of physics. Nauka, 1964.-512.
3. Sokolov A.B. Ensuring stability of onboard equipment space vehicles to the effects of electro-static discharge. Thesis for the degree of Doctor of Technical Sciences. Moscow: MIEM 2009.
4. Kostin A.V. Analysis methods of protection board equipment cosmic devices against electrostatic discharge factors / Bulletin of the Samara State Aerospace University vennogo-2011. № 7 (31). P. 107-112. (In Russ.)
5. Bessonov L.A. Theory of Electrical Engineering. Electromagnetic field. Textbook for electro-technical., Energy., Priborostroit. specials. universities. 8th ed., Rev. and add. M.: Higher. scl., 1986. 236.
6. Gonorovsky I.S. Radiotekhnical circuits and signals: A Textbook for wu-call. 4th ed., Rev. and add. M.: Radio and Communications, 1986. 512.

About the author

Kostin Aleksey Vladimirovitch, post-graduate student. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: increase of stability of onboard equipment of space vehicles to external influencing factors.

УДК 621.382

УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОЭЛЕМЕНТОВ

© 2014 Г.П. Шопин, С.В. Тюлевин, М.Н. Пиганов, А.В. Наседкин

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Рассмотрено устройство контроля нелинейных искажений радиоэлементов в трактах передачи и усиления электрических сигналов. Описаны причины возникновения нелинейных искажений. Приведены состав устройства контроля и связи между его блоками. Представлен процесс преобразования радиосигналов. Устройство обеспечивает более высокую избирательность и точность контроля.

Нелинейные искажения, радиоэлектронная цепь, радиоэлемент, устройство контроля, электрический сигнал, гармоники.

Введение

Радиоэлектронные системы с постоянными параметрами могут обладать как линейными, так и нелинейными свойствами. Нелинейность системы с постоянными параметрами проявляется в том, что на её выходе возникают спектральные составляющие новых частот, которых нет в спектре входного колебания. Искажения такого рода называются нелинейными. При изменении амплитуды входного колебания и постоянной его формы форма выходного колебания изменяется [1].

Причиной возникновения нелинейных искажений в радиоэлектронных цепях является нелинейность вольт-амперных характеристик диодов, транзисторов, микросхем, электронных ламп, а также нелинейные зависимости в магнитных или пьезоэлектрических элементах.

Нелинейные искажения периодических сигналов, близких к синусоидальным, характеризуются коэффициентом гармоник

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1},$$

где U_1, U_2, \dots, U_n – амплитудные значения основной и высших гармоник сигнала.

При измерении коэффициента гармоник используют измерители нелинейных искажений. Они позволяют оценить искажения сигналов в трактах передачи сигналов интегральным методом без учёта распределения

амплитуд высших гармонических составляющих.

Для контроля нелинейных искажений радиоэлементов используют устройства, содержащие генератор синусоидального напряжения, последовательно соединённые первый полосовой фильтр, первый сумматор и первый компаратор, а также последовательно соединённые заграждающий фильтр, второй сумматор, элемент с управляемым коэффициентом передачи и преобразователь среднеквадратичного значения в постоянное напряжение. При этом входы первого полосового и заграждающего фильтров объединены и подключены к точке соединения генератора синусоидального напряжения и радиоэлемента, а выход первого компаратора подключён к управляющему входу элемента с управляемым коэффициентом передачи.

Недостатками известных устройств являются низкая избирательность и точность, обусловленные низким соотношением сигнал/шум на входе второго заграждающего фильтра [2,3].

Цель данной работы – повышение избирательности и точности контроля нелинейных искажений радиоэлементов. Для этого было разработано новое устройство.

Состав и принцип работы устройства

Новым является то, что в устройство дополнительно введены второй полосовой фильтр, вход которого подключён к выходу заграждающего фильтра, а выход – ко вто-

рым входам первого и второго сумматоров, а также последовательно соединённые источник опорного напряжения и второй компаратор, второй вход которого подключён к выходу преобразователя среднеквадратичного значения в постоянное напряжение, а выход – к выходной клемме устройства.

Использование в схеме устройства второго полосового фильтра (вместо заграждающего) позволяет точнее устранить методические погрешности измерения первой и высших гармоник. Это связано с тем, что для полосового фильтра выделяемой частью входного сигнала является первая гармоника, амплитуда (U_1) которой велика, а подавляемой частью – высшие гармоники, амплитуды (U_i) которых на исправном радиоэлементе малы. Для заграждающего фильтра, наоборот, выделяемой частью того же входного сигнала являются высшие гармоники, а подавляемой частью – первая гармоника.

Таким образом, заграждающий фильтр работает в условиях действия на его входе сильной помехи (первой гармоники) и слабого полезного сигнала (высших гармоник), то есть по входу он имеет низкое соотношение сигнал/шум. Для работы в таких условиях требуются более сложные фильтры.

Полосовой фильтр работает в условиях сильного полезного сигнала (первой гармоники) и слабых помех (высших гармоник), то есть по входу он имеет высокое соотношение сигнал/шум, что позволяет не предъявлять специальных требований к фильтру и предопределяет его преимущества.

Кроме того, введение в схему устройства второго компаратора и источника опорного напряжения позволяют увеличить точность и автоматизировать процесс контроля.

Блок-схема разработанного устройства приведена на рис. 1.

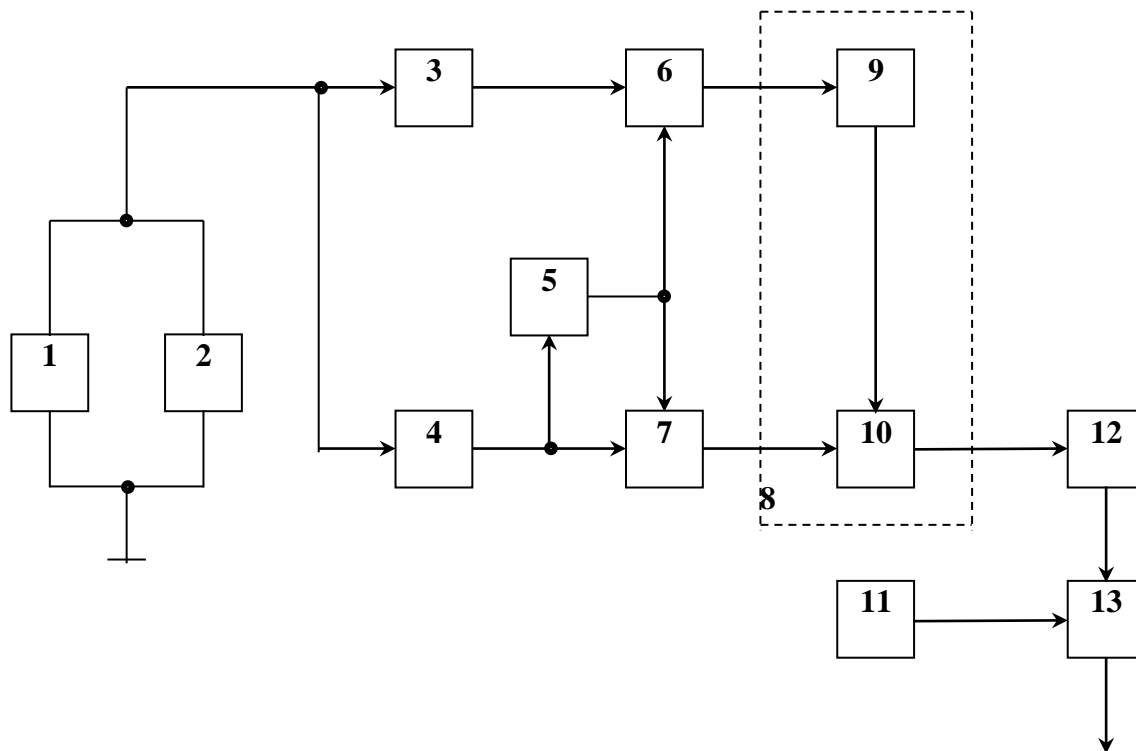


Рис. 1. Блок-схема устройства контроля нелинейных искажений радиоэлементов

Устройство содержит генератор синусоидального напряжения 1, радиоэлемент 2, первый полосовой фильтр 3, заграждающий фильтр 4, второй полосовой фильтр 5, первый 6 и второй 7 сумматоры, переключатель

8, состоящий из первого компаратора 9 и элемента с управляемым коэффициентом передачи 10, источник опорного напряжения 11, преобразователь среднеквадратичного

значения в постоянное напряжение 12, второй компаратор 13.

В схеме последовательно соединены: первый полосовой фильтр 3, первый сумматор 6, первый компаратор 9, а также заграждающий фильтр 4, второй сумматор 7, элемент с управляемым коэффициентом передачи 10, преобразователь среднеквадратичного значения в постоянное напряжение 12 и второй компаратор 13. К выходу генератора синусоидального напряжения 1 подключён радиоэлемент 2, а также входы первого полосового 3 и заграждающего 4 фильтров. Второй полосовой фильтр 5 подключён своим входом к выходу заграждающего фильтра 4, а выходом - ко вторым (инверсным) входам первого 6 и второго 7 сумматоров. Выход первого компаратора 9 подключён к управляющему входу элемента с управляемым коэффициентом передачи 10. Второй вход второго компаратора 13 подключён к выходу источника опорного напряжения 11, а его выход - к выходной клемме устройства.

Устройство контроля нелинейных искажений радиоэлементов работает следующим образом.

Генератор синусоидального напряжения 1, имеющий в своем составе схему согласования с нагрузкой (например, повторитель напряжения на операционном усилителе), формирует сигнал, который поступает на радиоэлемент 2.

Исследуемый сигнал снимается с радиоэлемента 2 и подаётся на первый полосовой фильтр 3 и заграждающий фильтр 4.

На выходе первого полосового фильтра 3 будет сигнал $U_1 + \gamma \sum U_i$,

где γ - уровень подавления фильтра; U_1 - амплитуда первой гармоники, частота которой совпадает с частотой синусоидального генератора; U_i - амплитуды высших гармоник, присутствующих в выходном напряжении радиоэлемента.

На выходе заграждающего фильтра 4 будет сигнал $\sum U_i + \gamma U_1$.

Он проходит через второй полосовой фильтр 5, на выходе которого будет сигнал

$$\gamma U_1 + \gamma \sum U_i.$$

Этот сигнал поступает на инверсные входы первого и второго сумматоров 6 и 7 и в противофазе складывается с вышеупомянутыми сигналами.

На выходе первого сумматора 6 будет сигнал $(1 - \gamma)U_1$.

На выходе второго сумматора 7 будет сигнал $(1 - \gamma)\sum U_i$.

Подача первого сигнала и нормировка относительно него второго сигнала, выполняемые с помощью первого компаратора 9 и элемента с управляемым коэффициентом передачи 10 (переключателя 6), позволяют получить U_i/U_1 . С выхода элемента 10 сигнал, содержащий нормированные высшие гармоники, поступает на вход преобразователя 12.

Преобразователь среднеквадратичного значения в постоянное напряжение 12 (построенный, например, на основе квадратичного вольтметра) производит квадрирование, усреднение и извлечение квадратного корня из результатов усреднения, а также преобразование последнего в постоянное напряжение, пропорциональное

$$\frac{\sqrt{\sum U_i^2}}{U_1}.$$

Компаратор 13 производит сравнение этого напряжения с постоянным напряжением источника опорного напряжения 11, которое связано с допустимым уровнем нелинейных искажений радиоэлемента 2. Если текущий коэффициент нелинейных искажений меньше допустимого, то на входе компаратора формируется логический "0", в противном случае - логическая "1".

Выводы

Рассмотрено устройство контроля нелинейных искажений радиоэлементов в трактах передачи и усиления электрических сигналов. Описаны причины возникновения нелинейных искажений. Приведены состав устройства контроля и связи между его блоками. Представлен процесс преобразования радиосигналов. Устройство обеспечивает более высокую избирательность и точность контроля.

Библиографический список

1. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебн. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1985. 216 с.
2. Атамалян Э.Т. Приборы и методы измерения электрических величин: Учеб. пособие для вузов. М.: Высшая школа, 1982. 223 с.
3. Зенькович А.В. Измерение нелинейных искажений: Учеб. пособие: Горьк. Политехнич. Ин-т, 1980. 82 с.
4. Пиганов М.Н. Шопин Г.П., Александров В.П., Плотников В.Б. Устройство контроля нелинейных искажений радиоэлементов. Пат. 2154279, Российская Федерация, МПК G01R 23/20.; заявитель и патентообладатель: Самарский государственный аэрокосмический университет. №99106323/09; заявл. 29.03.1999, опубл. 10.08.2000. Бюл. №22.

Информация об авторах

Шопин Геннадий Павлович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: методы и устройства контроля радиоэлектронной аппаратуры.

Тюлевин Сергей Викторович, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, качество и надёжность космической аппаратуры.

Пиганов Михаил Николаевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: piganov@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, управление качеством радиоэлектронной аппаратуры.

Наседкин Алексей Васильевич, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль и испытание радиоаппаратуры.

CONTROL DEVICE NONLINEAR DISTORTION RADIOELEMENT

© 2014 G.P. Shopin, S.V. Tyulevin, M.N. Piganov, A.V. Nasedkin

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

Considered control device radioelements nonlinear distortion in the transmission path and the amplification of electrical signals. On the causes of non-linear distortion. Given the composition of the control device and communication between its units. Shows the process of converting radio signals. The device provides higher selectivity and precision of control.

Harmonic distortion, electronic circuit radioelement monitoring device, an electrical signal harmonics.

References

1. Kukush V.D. Electroradiomeasuring: The textbook for high school. M.: Radio and connection, 1985. 216 p.
2. Atamalyan E.T. Devices and methods of measuring electronic units: The textbook for high school. M.: High school, 1982. 223 p.
3. Zenkovich A.V. Measuring of nonlinear distortions: The textbook for high school: Gork.Politech.Institute, 1980. 82 p.
4. Piganov M.N., Chopin G.P., Aleksandrov V.P., Aleksandrov V.B. Ustroystvo dlya kontrolya nelineynih iskageniy radioelementov [Control device nonlinear distortions radioelements.] Pat. 2154279, RF, the IPC G01R 23/20.; applicant and patentee Tel: Samara State Aerospace University. № 99106323/09;(appl. 29.03.1999, publ. 10.08.2000. Bull. Number 22.)

About the Authors

Shopin Gennady Pavlovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor, associate professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: methods and control device of electronic equipment.

Tyulevin Sergey Virtorovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control, quality and reliability of spacecraft.

Piganov Mikhail Nikolaevich, Doctor of Sciences (Engineering), professor, professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: piganov@ssau.ru. Area of research: control, quality control of electronic equipment.

Nasedkin Aleksey Vasilevich, graduate student of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control and Test-radio.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОДГОНКИ ТОЛСТОПЛЁНОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ

© 2014 М.Н. Пиганов¹, Г.П. Шопин¹, А.В. Столбиков¹, Ю.П. Ерендеев²

¹Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

²ФГУП «Научно – исследовательский институт «Экран», г. Самара

Описано устройство для подгонки толстоплёночных резисторов к номинальному значению методом факельного разряда. Приведена структурная схема устройства. Рассмотрен принцип его работы. Устройство позволяет повысить точность и расширить функциональные возможности процесса подгонки.

Подгонка, толстоплёночный резистор, устройство для подгонки, состав, принцип работы, точность, функциональные возможности.

Введение

Типовой технологический процесс изготовления толстоплёночных плат микросборок не обеспечивает высокой точности толстоплёночных резисторов. Разброс сопротивлений по плате, как правило, превышает $\pm 10\%$. Для обеспечения требуемой точности сопротивлений плёночных резисторов используют подгонку к номинальному значению. В [1,2] описаны устройства для подгонки толстоплёночных резисторов методом факельного разряда.

Недостатками данных устройств являются низкая точность и ограниченные функциональные возможности, связанные с тем, что в процессе подгонки они не исключают образования дефектов в резистивной плёнке из-за превышения допустимого уровня энергии факельного разряда, не обеспечивают регулировки этого уровня для ряда материалов, не обеспечивают повторного включения разряда и не позволяют автоматически задавать энергию факельного разряда в зависимости от температуры испарения резистивной пленки.

Цель работы – повышение точности и расширение функциональных возможностей процесса подгонки.

Структурная схема предлагаемого устройства приведена на рис. 1.

Устройство содержит первый источник опорного напряжения 1, устройство сравнения 2, измеритель сопротивления 3, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 4, блок повторного включения разряда 5, регистр сдвига 6, мультивибратор 7, элементы И 8-1 ... 8-n, второй источник опорного напряжения 9, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) 10, блок выбора наименьшего значения напряжения 11, генератор факельного разряда 12, коммутатор 13, рабочие электроды 14-1 ... 14-n, подгоняемый резистор 15, подложкодержатель 16, компаратор 17, дополнительный электрод 18, третий источник опорного напряжения 19.

Выход мультивибратора 7 подключён также к управляющему входу измерителя сопротивления 3. Первый вход каждого из элементов И 8-1 ... 8-n подключён к одноимённому выходу АЦП 4, а выход каждого из них связан с одноимённым входом ЦАП 10 и одноимённым управляющим входом коммутатора 13, каждый из выходов которого подключён к одноимённому рабочему электроду 14-1...14-n. Рабочие электроды 14-1 ... 14-n имеют индивидуальный установочный зазор между вершиной излучающего конуса и поверхностью резистора 15, закреплённого на подложкодержателе 16. Второй вход каждого из элементов И 8-1 ... 8-n подключён к одноимённому выходу регистра

сдвига 6. В устройстве дополнительно ЦАП 6 – реверсивным, а коммутатор 13 снабжён 10 выполнен умножающим, регистр сдвига 6 – реверсивным, а коммутатор 13 снабжён дополнительными входом и выходом.

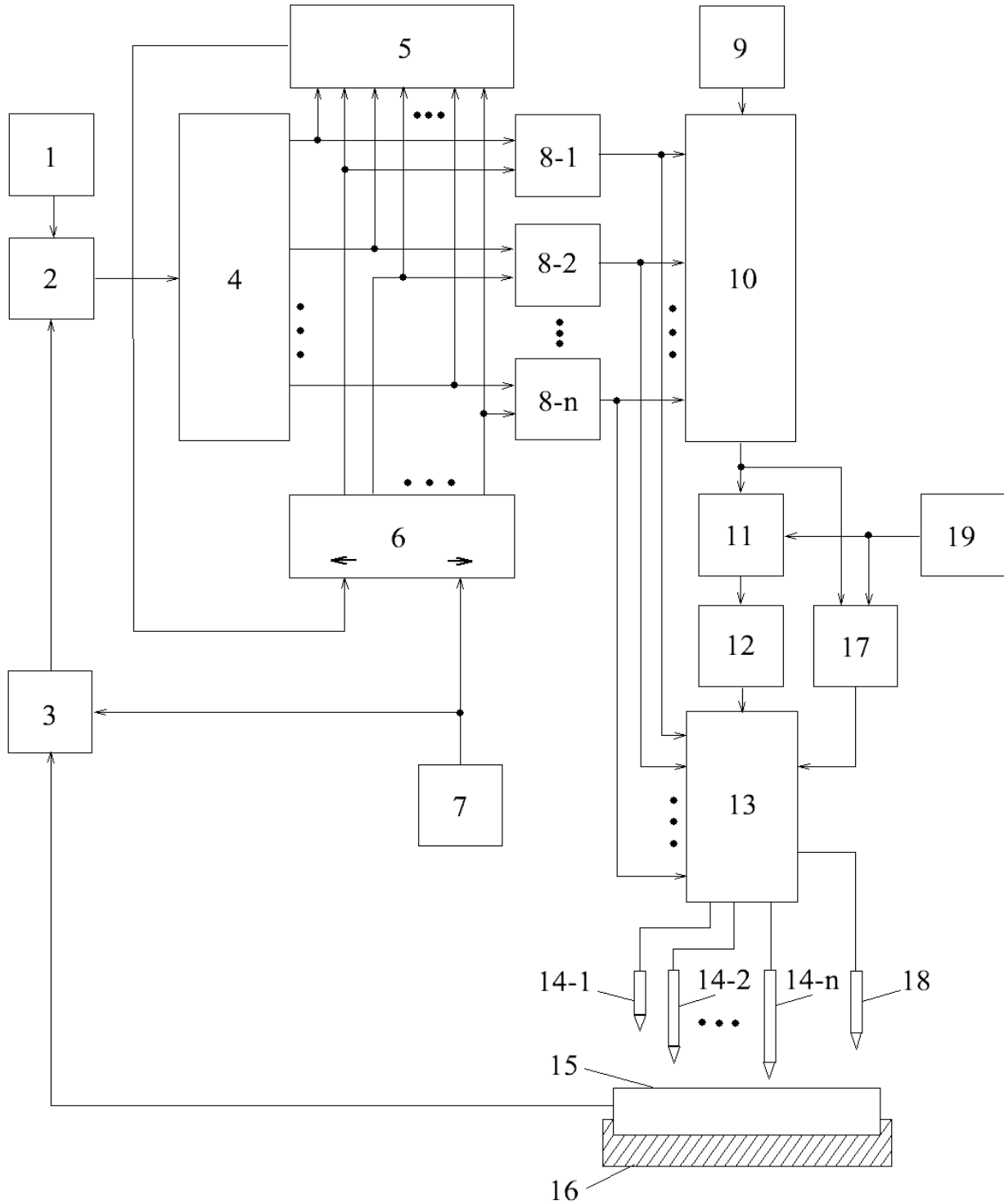


Рис. 1. Структурная схема устройства для подгонки толстплёночных резисторов

Выход дополнительно введённого второго источника опорного напряжения 9 подключён к аналоговому входу ЦАП 10. Первый и второй входы каждой пары входов дополнительно введённого блока повторного включения разряда 5 подключены также к одноимённым выходам соответственно АЦП 4 и регистра сдвига 6. Вход сдвига данных влево регистра сдвига 6 связан с выходом блока повторного включения разряда 5. Первые входы дополнительно введённых блока выбора наименьшего значения напряжения 11 и компаратора 17 объединены и подключены к выходу ЦАП 10, а их вторые входы объединены и подключены к выходу дополнительно введённого третьего источника опорного напряжения 19. Выход блока выбора наименьшего значения напряжения 11 подключён ко входу генератора факельного разряда 12. Выход компаратора 17 связан с дополнительным входом коммутатора 13, а его дополнительный выход подключен к дополнительно введённому электроду 18. Дополнительный электрод 18 имеет индивидуальный установочный зазор между вершиной излучающего конуса и поверхностью резистора 15.

Устройство работает по двухтактной схеме следующим образом.

В течение первого такта с помощью измерителя сопротивления 3 измеряется сопротивление подгоняемого резистора 15. При этом измеритель сопротивления 3 формирует постоянное напряжение, пропорциональное этому сопротивлению, которое сохраняется на протяжении двух тактов. Команда об измерении значения подгоняемого резистора и поддержании неизменным полученного уровня выходного напряжения измерителя сопротивления 3 подаётся от мультивибратора 7. Его выходные сигналы имеют прямоугольную форму. При "нулевых" уровнях этих импульсов (первый такт) в устройстве для подгонки резисторов происходит измерение сопротивления подгоняемого резистора 15 и формирование пропорционального ему выходного напряжения измерителя 3. Вместе оба эти процесса занимают незначительную часть первого такта, поэтому большая часть первого такта и весь

второй такт (т. е. практически два такта) на выходе измерителя сопротивления 3 поддерживается сформированное постоянное напряжение. Измеритель сопротивления 3, формирующий напряжение, пропорциональное величине сопротивления, может быть реализован на базе мостовой схемы или готового цифрового измерителя сопротивления.

В устройстве сравнения 2, реализованном на базе вычитателя напряжения, определяется разность выходных напряжений измерителя сопротивления 3 и источника опорного напряжения 1 (последнее пропорционально предельному значению сопротивления подгоняемого резистора 15). АЦП 4 формирует цифровой код, пропорциональный его входному напряжению (разностному сигналу на выходе устройства сравнения 2). АЦП 4 содержит n разрядов, причём "вес" каждого последующего разряда, начиная со второго, меньше предыдущего в два раза.

В первоначальный момент работы устройства для подгонки резисторов на первом выходе регистра сдвига 6 формируется логическая "1", которая поступает на второй вход элемента И8 - 1, пропуская тем самым на выход элемента И8 - 1 сигнал, содержащийся на первом выходе АЦП 4. Если выходной сигнал элемента И8 - 1 - есть логическая "1" (она поступает на первый вход ЦАП 10), то в течение второго такта на выходе ЦАП 10 поддерживается постоянное напряжение, пропорциональное «весу» его первого (старшего) разряда. В блоке выбора наименьшего значения напряжения 11 сравниваются (по уровню) выходное напряжение ЦАП 10 и выходное напряжение третьего источника опорного напряжения 19 и на выход блока 11 проходит наименьшее из них. Выходное напряжение третьего источника 19 пропорционально предельно допустимому значению мощности генератора факельного разряда 12, ещё не приводящему к дефектам подгоняемого резистора 15.

Если выходное напряжение ЦАП 10 не превышает значение напряжения третьего источника опорного напряжения 19, то на выход блока выбора наименьшего значения напряжения 11 проходит выходное напряже-

ние ЦАП 10, в соответствии с которым в течение второго такта генератор факельного разряда 12 излучает энергию, пропорциональную «весу» первого (старшего) разряда. На выходе компаратора 17 при этом формируется логический «0».

Одновременно с поступлением логической «1» на первый вход ЦАП 10 и включением генератора факельного разряда 12 происходит её подача и на первый управляющий вход коммутатора 13, в результате чего выход генератора факельного разряда 12 через коммутатор 13 оказывается подключённым к первому рабочему электроду 14-1. Между вершиной излучающего конуса рабочего электрода 14-1 и подгоняемым резистором 15 возникает факельный разряд, что приводит к испарению материала резистора и увеличению его сопротивления.

Если же выходное напряжение ЦАП 10 превышает значение напряжения третьего источника опорного напряжения 19 (такое возможно на старших разрядах ЦАП 10), то на выходе компаратора 17 формируется логическая «1», при этом на выход блока выбора наименьшего значения напряжения 11 проходит напряжение от источника 19, в соответствии с которым в течение второго такта генератор факельного разряда 12 излучает энергию, исключая при этом появление в резисторе 15 дефектов.

Одновременно с включением генератора факельного разряда 12 происходит подача логической «1» (с выхода компаратора 17) на дополнительный вход коммутатора 13, в результате чего выход генератора факельного разряда 12 через коммутатор 13 оказывается подключённым к дополнительному электроду 18. Происходит факельный разряд и испарение материала резистора 15 аналогично ранее описанному.

Здесь и в дальнейшем логическая «1» на выходе компаратора 17 блокирует подключение выхода генератора факельного разряда 12 через коммутатор 13 к рабочим электродам 14-1 ... 14-n, но обеспечивает подключение выхода генератора 12 к дополнительному электроду 18. Логический «0» на выходе компаратора 17, наоборот, блокирует подключение выхода генератора фа-

кельного разряда 12 к дополнительному электроду 18, но разрешает подключение к рабочим электродам 14-1 ... 14-n.

Если выходной сигнал элемента И8-1 есть логический «0» (он поступает на первые входы ЦАП 10 и коммутатора 13), то на выходе ЦАП 10 формируется нулевое значение напряжения, которое проходит на выход блока выбора наименьшего значения напряжения 11, при этом включение генератора факельного разряда 12 и коммутация его выходного сигнала на первый рабочий электрод 14-1 не производится.

Если имело место включение генератора факельного разряда 12, соответствующее выходному напряжению - «весу» первого разряда ЦАП 10 или выходному напряжению третьего источника опорного напряжения 19, то при новом цикле контроля величины сопротивления подгоняемого резистора 15 на выходах АЦП 4 формируется цифровой код, пропорциональный своему новому входному напряжению. Если включение генератора факельного разряда 12 не производилось, то код на выходах АЦП 4 остаётся прежним и для нового цикла контроля.

Если новый цифровой код на выходах АЦП 4 вновь содержит логическую «1» в первом разряде, то на выходе блока повторного включения разряда 5 формируется логическая «1». Она поступает на вход сдвига данных влево регистра сдвига 6, перемещая логическую «1» с его первого выхода на выход предыдущего разряда для того, чтобы при новом входном импульсе мультивибратора 7 логическая «1» вновь оказалась на его первом выходе и могла быть использована повторно. При отсутствии такой коррекции в работе регистра сдвига 6, вторым импульсом от мультивибратора 7 логическая «1» с первого выхода перемещается на второй выход регистра сдвига 6, первый разряд оказывается повторно неотработанным, так как требуемое приращение сопротивления 15 остаётся больше приращения сопротивления, которое только что обеспечил первый разряд, что приводит к нарушению процесса подгонки.

Если новый цифровой код на выходах АЦП 4 после первого такта работы устройства не содержит логическую «1» в первом

разряде, то на выходе блока повторного включения разряда 5 формируется логический «0», который не блокирует перемещение логической «1» на второй выход регистра сдвига 6 с приходом импульса от мультивибратора 7.

Блок повторного включения разряда 5 для всех разрядов регистра сдвига 6 работает одинаково и обеспечивает необходимое число повторных включений любого из разрядов. При этом для каждого из разрядов используется своя пара сигналов, снимаемых с одноимённых выходов АЦП 4 и регистра сдвига 6, соответственно.

Если цифровой код на выходах АЦП 4 содержит логическую "1" во втором разряде, то с перемещением логической «1» во время второго такта на второй выход регистра сдвига 6 включается генератор факельного разряда 12. Поскольку выходное напряжение ЦАП 10, соответствующее «весу» второго разряда, в большинстве практических случаев оказывается ниже значения напряжения третьего источника опорного напряжения 19, оно как наименьшее проходит на выход блока 11 и задаёт режим работы генератора факельного разряда 12 с излучающей энергией, пропорциональной «весу» второго разряда ЦАП 10. Если выходное напряжение источника 19 оказывается ниже выходного напряжения ЦАП 10, соответствующего «весу» его второго разряда, то управление энергией генератора факельного разряда 12 производится от третьего источника опорного напряжения 19 через блок выбора наименьшего значения напряжения 11 аналогично вышеописанному.

Одновременно с поступлением логической "1" на второй вход ЦАП 10 и включением генератора факельного разряда 12, происходит её подача на второй управляющий вход коммутатора 13, в результате чего выход генератора факельного разряда 12 через коммутатор 13 оказывается подключённым ко второму рабочему электроду 14 – 2. Между вершиной излучающего конуса рабочего электрода 14 – 2 и подгоняемым резистором 15 возникает факельный разряд, что

приводит к испарению материала резистора и увеличению его сопротивления.

Энергия генератора факельного разряда 12, соответствующая "весу" второго разряда, такова, что приращение сопротивления резистора 15 будет в два раза меньше, чем в случае использования энергии, соответствующей «весу» первого разряда.

В дальнейшем цикл контроля сопротивления подгоняемого резистора 15 и выжигание части его слоя многократно повторяется. Поэтому при отсутствии повторного включения разрядов каждый раз (по сравнению с предыдущим циклом) обеспечивается меньшее (в 2 раза) приращение сопротивления при наличии логической "1" в соответствующем разряде. Повторное включение разряда обеспечивает на нём одинаковое с предыдущим приращение сопротивления. В итоге значение сопротивления подгоняемого резистора 15 постепенно приближается к установочному значению.

Преимуществами устройства по сравнению с известными являются повышенная точность и расширенные функциональные возможности подгонки, которые достигаются путём использования умножающего ЦАП 10 и введения второго источника опорного напряжения 9 (они обеспечивают автоматическое задание энергии факельного разряда в зависимости от температуры испарения резистивной пленки), путём снабжения коммутатора 13 дополнительными входом и выходом и введения третьего источника опорного напряжения 19, блока выбора наименьшего значения напряжения 11, компаратора 17 и дополнительного электрода 18, исключая образование дефектов в резистивной плёнке из-за превышения допустимого уровня энергии факельного разряда и обеспечивающих регулировку этого уровня для ряда материалов. Использование реверсивного регистра сдвига 6 и введение блока повторного включения разряда 5 обеспечивают повторное включение любого разряда необходимое число раз в том случае, когда требуемое приращение сопротивления 15 остаётся больше приращения сопротивления, которое обеспечил только что отработанный разряд.

Библиографический список

1. Пиганов М.Н., Волков А.В. Подгонка сопротивления толстопленочных резисторов методом факельного разряда // Техника средств связи. Сер. Технология производства и оборудование. 1985. Вып. 2. С.29-35.
2. Пиганов М.Н., Буров Н.И., Лофицкий И.В. Автоматизированная установка для подгонки толстопленочных резисторов // Техника средств связи. Сер. Технология производства и оборудование. 1989. Вып. 2. С. 50-53.
3. Пиганов, М.Н., Шопин Г.П., Столбиков А.В. Устройство для подгонки толстопленочных резисторов. Пат. 2371797. Российская Федерация МПК H01C 17/22.; заявитель и патентообладатель: Самарский государственный аэрокосмический университет. № 2008127155/09; заявл. 03.07.2008, опублик. 27.10.2009. Бюл. №30. 9 с.

Информация об авторах

Пиганов Михаил Николаевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: piganov@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, управление качеством радиоэлектронной аппаратуры.

Шопин Геннадий Павлович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов:

методы и устройства контроля радиоэлектронной аппаратуры.

Столбиков Александр Владимирович, инженер, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет).

E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: точность тонкопленочных микросборок.

Ерендеев Юрий Петрович, главный технолог, ФГУП «Научно – исследовательский институт «Экран». E-mail: eyr51@mail.ru. Область научных интересов: технология поверхностного монтажа, электронные узлы, защитные покрытия, паянные соединения.

DEVICE FOR FITTING THICK-FILM RESISTORS

© 2014 M.N. Piganov¹, G.P. Shopin¹, A.V. Stolbikov¹, Y.P. Erendeev²

¹Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

²FSUE "Scientific - Research Institute " Display", Samara, Russian Federation

This work presents device for fitting thick-film resistors to nominal value by single-electrode discharge method. Structural circuit of device is included. Work demonstrates principles of this device's work. Device provides increasing of precision and expanding of fitting ability.

Fitting, thick-film resistor, fitting device, constitution, principles of work, precision, functional power.

Reference

1. Piganov M.N., Volkov A.V. Device for fitting thick-film resistors by single-electrode discharge method. // Communication technology. Ser. Production technology and equipment. 1985. 2nd publ. P.29-35. (In Russ.)
2. Piganov M.N., Burov N.I., Lophicky I.V. Automation system for thick-film resistors fitting // Communication technology. Ser. Production technology and equipment. 1989. 2nd publ. P.50-53. (In Russ.)
3. Piganov M.N., Shopin G.P., Stolbikov A.V. Ustroystvo dlya podgonki tolstoplenochnih rezistorov [Device for fitting thick-film resistors]. Patent 2371797. RF IPC N01S 17/22; applicant and patent owner: Samara state aerospace university. №2008127155/09; (decl. 03.07.2008, publ. 27.10.2009. Bul. №30. 9 p.)

About the authors

Piganov Mikhail Nikolaevich, Doctor of Sciences (Engineering), professor, professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: pi-ganov@ssau.ru. Area of research: control, quality control of electronic equipment.

Shopin Gennady Pavlovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor, associate professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of re-

search: methods and control device of electronic equipment.

Stolbikov Alexander Vladimirovich, engineer, E-mail: kipres@ssau.ru. Research interests: accuracy of thin-film micro assembly.

Erendeev Yuriy Petrovich, chief Technologist, FSUE "Scientific - Research Institute "Display". E-mail: eyp51@mail.ru. Area of research: surface mount technology, electronic components, protective coatings, solder joints.

УДК 621.382

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОТБРАКОВКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

© 2014 С.В. Тюлевин, М.Н. Пиганов, Г.П. Шопин, А.И. Архипов

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В статье описано устройство контроля, позволяющее производить отбраковку полупроводниковых диодов. Предлагаемое устройство имеет высокую точность и достоверность контроля. Устройство позволяет задавать различные скорости изменения выходного напряжения генератора пилообразного напряжения. Контроль качества диода производится по обратной ветви вольт-амперной характеристики (ВАХ). Устройство обеспечивает лучшее соотношение сигнал/шум при низких уровнях тока.

Контроль качества, отбраковка, устройство контроля, полупроводниковый диод, точность, эффективность, достоверность отбраковки.

Введение

Современный этап развития радиоэлектроники и телекоммуникационных систем характеризуется обострением проблемы надёжности и качества в целом вследствие усложнения радиоэлектронных средств (РЭС), выражающемся как в резком увеличении количества используемых элементов и блоков, в появлении качественно новых ответственных функций, возлагаемых человеком на аппаратуру, так и в расширении условий работы. Аппаратуре различного назначения приходится действовать в условиях интенсификации режимов работы и выполнять различные функции. В силу этих причин повышаются требования к точности и эффективности выполнения заданных функций не только системой в целом, но и каждым отдельным элементом [1,2].

Одним из перспективных направлений поддержания работоспособного состояния аппаратуры, повышения её надёжности и качества является прогнозирование её будущего состояния в процессе эксплуатации. При этом наиболее эффективным является индивидуальное прогнозирование (ИП) [3-5].

Для разработки эффективных операторов прогнозирования (прогнозных моделей) требуется знание информативных параметров для оценки конкретных прогнозируемых параметров для каждого электрорадиоизде-

лия (ЭРИ) [6]. В ряде случаев целесообразно использовать методы экстраполяции [7-9].

Построение моделей проводится по результатам обучающего эксперимента [10].

Наиболее слабым звеном обучающего эксперимента является контроль параметров ЭРИ. Особую остроту вызывает процесс контроля качества диодов. Известные устройства контроля полупроводниковых диодов имеют низкую точность, что снижает эффективность и достоверность отбраковки некачественных образцов.

Используемое в настоящее время устройство для отбраковки диодов содержит генератор экспоненциального напряжения, формирователь временного интервала, ключ, контролируемый диод, резистор нагрузки, преобразователи ток-напряжение и время-напряжение, четыре источника опорного напряжения, четыре компаратора и два элемента И (компараторы и элементы И образуют два двухпороговых компаратора).

Недостатками устройства являются низкие точность и достоверность отбраковки.

Цель данной работы - повышение точности и достоверности отбраковки диодов при контроле обратной ветви ВАХ.

Состав и принцип работы устройства

Поставленная задача решается с помощью устройства для отбраковки диодов, ко-

торое содержит двухпороговый компаратор; первый и второй источники опорного напряжения, выходы которых связаны соответственно с первым и вторым пороговыми входами двухпорогового компаратора, выход которого образует выход устройства; последовательно соединённые третий источник опорного напряжения и компаратор; преобразователь ток-напряжение. Для достижения указанной цели в устройство дополнительно введены генератор пилообразного напряжения и дифференцирующее устройство, вход

которого связан с выходом преобразователя ток-напряжение, а выход – со вторым входом компаратора, выход которого связан с управляющим входом генератора пилообразного напряжения, выход которого и сигнальный вход двухпорогового компаратора объединены и подключены к анодной клемме испытуемого диода, катодная клемма которого связана со входом преобразователя ток-напряжение [11].

Структурная схема предлагаемого устройства приведена на рис.1.

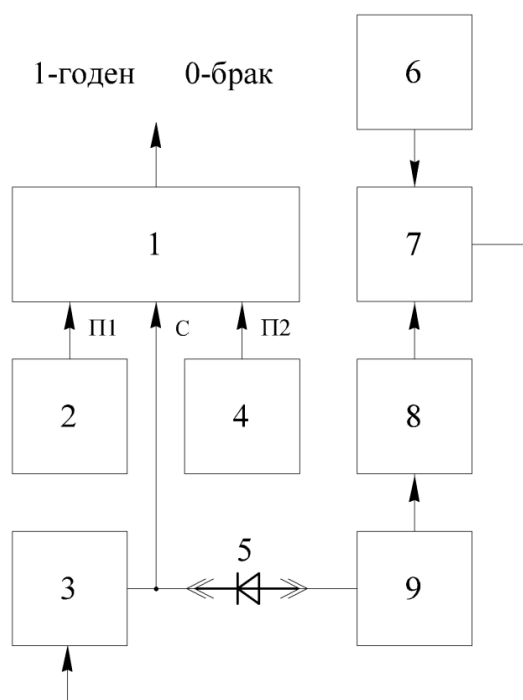


Рис. 1. Структурная схема устройства для отбраковки диодов

Устройство содержит двухпороговый компаратор 1, первый источник опорного напряжения 2, генератор пилообразного напряжения 3, второй источник опорного напряжения 4, испытуемый диод 5, третий источник опорного напряжения 6, компаратор 7, дифференцирующее устройство 8 и преобразователь ток-напряжение 9.

В устройстве последовательно соединены преобразователь ток-напряжение 9, дифференцирующее устройство 8 и компаратор 7. Выход третьего источника опорного напряжения 6 связан с первым входом ком-

паратора 7, выход которого подключён к управляющему входу генератора пилообразного напряжения 3. Выходы первого и второго источников опорного напряжения 2 и 4 связаны соответственно с первыми вторым пороговыми входами двухпорогового компаратора 1, выход которого образует выход устройства. Сигнальный вход двухпорогового компаратора 1 и выход генератора пилообразного напряжения 3 объединены и подключены к анодной клемме испытуемого диода 5, катодная клемма которого связана со входом преобразователя ток-напряжение 9.

Устройство работает следующим образом. Генератор пилообразного напряжения 3 (на основе последовательно соединённых генератора прямоугольных импульсов, элемента И и счётчика, а также ЦАП и компаратора) формирует пилообразный сигнал положительного знака, который поступает на сигнальный вход «С» двухпорогового компаратора 1 и анод испытуемого диода 5. Преобразователь ток-напряжение 9 (на основе инвертирующей схемы включения операционного усилителя) преобразует ток, протекающий через испытуемый диод 5, в пропорциональное ему напряжение. При этом вход преобразователя ток-напряжение 9 представляет собой “виртуальную землю”. Поэтому потенциал катода испытуемого диода 5, связанного с ней, близок к нулю, а напряжение на диоде 5 совпадает с выходным напряжением генератора пилообразного напряжения 3.

На выходе дифференцирующего устройства 8 формируется напряжение, пропорциональное первой производной по времени выходного напряжения преобразователя ток-напряжение 9. Компаратор 7 сравнивает выходные напряжения дифференцирующего устройства 8 и третьего источника опорного напряжения 6. Последнее пропорционально численному значению аналогичной производной заведомо качественного диода, взятой для случая, когда прямое напряжение на нём равно контактной разности потенциалов. По превышению первым входным напряжением компаратора 7 уровня второго, на его выходе формируется логический “0”. Он поступает на управляющий вход генератора пилообразного напряжения 3, останавливая дальнейший рост и осуществляя фиксацию

его выходного напряжения.

В силу отличий одного диода от другого, зафиксированное выходное напряжение генератора пилообразного напряжения 3, совпадающее с контактной разностью потенциалов, будет иметь некоторый разброс. Нижняя граница области допустимых значений задаётся выходным напряжением первого источника опорного напряжения 2, верхняя – выходным напряжением второго источника опорного напряжения 4. Эти напряжения поступают соответственно на первый П1 и второй П2 пороговые входы двухпорогового компаратора 1.

Если зафиксированное выходное напряжение генератора пилообразного напряжения 3 лежит в заданном поле допуска, то на выходе двухпорогового компаратора 1 формируется логическая «1», в противном случае – логический «0». Наличие логической «1» на выходе двухпорогового компаратора 1 позволяет говорить об исправности испытуемого диода 5, а наличие логического «0» - о его дефектном состоянии.

Преимуществами устройства по сравнению с известными являются повышенные точность и достоверность, которые достигаются путём проведения отбраковки диодов, используя прямую ветвь ВАХ. В этом случае (по сравнению с обратной ветвью ВАХ) через диод течёт больший ток, связанный с основными носителями заряда, который легче измерить и обеспечить лучшее соотношение сигнал/шум.

Кроме того, устройство позволяет проводить динамическую отбраковку диодов, задавая различные скорости изменения выходного напряжения генератора пилообразного напряжения 3.

Библиографический список

1. Тюлевин С.В., Архипов А.И., Пиганов М.Н., Елизаров С.В. Анализ эффективности прогнозных моделей параметров качества микросхем // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета имени академика С.П. Королёва (национального исследовательского университета). 2011. № 7(31). С. 58-63.
2. Шумских И.Ю., Тюлевин С.В., Пиганов М.Н. Прогнозные математические модели качества печатных узлов космической аппаратуры // Известия Самарского научного

центра РАН. 2011. Т. 13. № 4(4). С. 1127-1133.

3. Пиганов М.Н. Индивидуальное прогнозирование показателей качества элементов и компонентов микросборок. М.: Новые технологии, 2002. 267 с.

4. Пиганов М.Н., Тюлевин С.В. Прогнозирование надежности радиоэлектронных средств // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. №1 (72). С. 174-180.

5. Тюлевин С.В., Пиганов М.Н. Структурная модель индивидуального прогнозирования параметров космической аппаратуры // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2008. № 1. С.92-96.

6. Андреева В.В., Пиганов М.Н., Роюк В.Н., Скоморохов Г.Ю. Индивидуальное прогнозирование стабильности прецизионных тонкопленочных конденсаторов на основе алюмината неодима // Электронная техника. Сер. «Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания». 1980. Вып.4. С. 10-12.

7. Тюлевин С.В., Козлова И.Н. Выбор методов индивидуального прогнозирования показателей качества РЭС на основе экспертных оценок // Современные направления теоретических и прикладных исследований – 2009: Сборн. научн. тр. по матер. междунац.

НПК 16-27.03.2009. Т.4. Украина, Одесса: Черноморье, 2009. С. 25-28.

8. Андреева В.В., Пиганов М.Н., Скоморохов Г.Ю. Индивидуальное прогнозирование стабильности прецизионных тонкопленочных конденсаторов // Микроминиатюризация радиоэлектронных устройств: Межвуз. сб. Рязань: РРТИ, 1980. Вып.3. С. 72-76.

9. Андреева В.В., Пиганов М.Н., Беляков А.И. Индивидуальное прогнозирование экстраполяцией стабильности тонкопленочных резисторов // Микроминиатюризация радиоэлектронных устройств: Межвуз. сб. Рязань: РРТИ, 1981. Вып.4. С. 123-127.

10. Тюлевин С.В., Пиганов М.Н. Методика обучающего эксперимента при индивидуальном прогнозировании показателей качества космических РЭС // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: Материалы всероссийской НТК 13-15 мая 2008. г. Самара. Самара: Издательство СГАУ, 2008. С. 239-253.

11. Пиганов, М.Н., Шопин Г.П., Тюлевин С.В., Токарева А.В. Устройство для снятия фазочастотной характеристики усилителей. Пат. 2480775. Российская Федерация МПК G1R27 /28.; заявитель и патентообладатель: Самарский государственный аэрокосмический университет. №2011128883/28; заявл. 12.07.2011, опублик. 27.04.2013. Бюл. №12.

Информация об авторах

Тюлевин Сергей Викторович, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, качество и надежность космической аппаратуры.

Пиганов Михаил Николаевич, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический универ-

ситет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: piganov@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, управление качеством радиоэлектронной аппаратуры.

Шопин Геннадий Павлович, кандидат технических наук, доцент кафедры электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: mirta@ya.ru. Область научных интересов: моделирование процессов в РЭС.

Архипов Александр Иванович, аспирант кафедры конструирования и технологии

электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный

исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: надёжность электронных узлов.

DEVICE FOR REJECTION OF SEMICONDUCTOR DIODES

© 2014 S.V. Tyulevin, M.N. Piganov, G.P. Chopin, A.I. Arhipov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The article describes the control device, allowing to make rejection of semiconductor diodes. The proposed device has a high accuracy and reliability of the control. The device allows you to set different rates of change of the output voltage of the sawtooth generator. Quality control is performed by diode reverse branch of the current-voltage characteristics. The device provides a better signal / noise ratio at low current levels.

Quality control rejection, the control device, a semiconductor diode, the accuracy, efficiency, reliability rejection.

References

1. Tyulevin S.V., Arhipov A.I., Piganov M.N., Elizarov S.V. Analysis of the effectiveness of predictive models for quality parameters chips // West nickname Samara State Aerospace University named after S.P. Korolev (national research university). 2011. № 7 (31). P. 58-63. (In Russ.)
2. Shumskikh I.Y., Tyulevin S.V., Piganov M.N. Predicted mathematical models of quality printed circuit assemblies for Space apparatus // Proceedings of Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences. 2011. T. 13. № 4 (4). P. 1127-1133. (In Russ.)
3. Piganov M.N. Individual forecasting indicators of quality elements and components microassemblages. M.: New Technologies, 2002. 267 p.
4. Piganov M.N., Tyulevin S.V. Reliability prediction of electronic equipment // Scientific and technical statements STU. Computer. Telecommunications. Management. 2009. № 1 (72). P. 174-180. (In Russ.)
5. Tyulevin S.V., Piganov M.N. Structural model of individual projections of space equipment // Bulletin of the Samara State Aerospace university. 2008. № 1. P.92-96. (In Russ.)
6. Andreeva V.V., Piganov M.N., Royuk V.N., Skomorohov G.Y. Individual forecasting stability precision thin-film capacitors based on aluminum-neodymium Minata // Electronic Engineering. Ser. "Quality management, standardization, metrology, -Test-". 1980. Issue 4. P. 10-12. (In Russ.)
7. Tyulevin S.V., Kozlova I.N. Selecting methods of forecasting individual quality indicators RES based on expert judgment // Modern directions of theoretical and applied research - 2009: National. Nauchn. tr. mother. IU. NPK 16-27.03.2009. T.4. Ukraine, Odessa: Black Sea 2009. P. 25-28.
8. Andreeva V.V., Piganov M.N., Skomorohov G.Y. Individual forecasting precision thin-film capacitors stability // Microminiaturization radio-tronic devices: Hi. Sat Ryazan RRTI, 1980. Issue 3. P. 72-76. (In Russ.)
9. Andreeva V.V., Piganov M.N., Belyakov A.I. Individual forecasting extrapolating stability thin film resistors // Microminiaturization electronic devices: Hi. Sat Ryazan RRTI, 1981. Issue 4. P. 123-127. (In Russ.)
10. Tyulevin S.V., Piganov M.N. Teaching experiment methodology for individual prediction of quality space RES // Actual problems of pa-dioelektroniki and Telecommunications: All-Russian materials STC 13-15 May 2008. Samara. Samara State Aerospace University Publishing House, 2008. P. 239-253. (In Russ.)
11. Piganov M.N., Shopin G.P., Tyulevin S.V., Tokarev A.V. Ustroystvo dlya snyatiya fazochastotnoy harakteristiki usiliteley [Unit to

remove the phase-frequency characteristics of amplifiers]. Pat. 2480775. RF IPC G1R27 / 28.; applicant and patentee: Samara State Aerospace

University. № 2011128883/28; (appl. 12.07.2011, published. 27.04.2013. Bull. Number 12).

About the Authors

Tyulevin Sergey Vitorovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control, quality and reliability of spacecraft.

Piganov Mikhail Nikolaevich, Doctor of Sciences (Engineering), professor, professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: piganov@ssau.ru. Area of research: control, quality control of electronic equipment.

Shopin Gennady Pavlovich, Candidate of Sciences (Engineering), associate professor of the Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: modeling of processes in electronic funds.

Arhipov Aleksandr Ivanovich, post-graduate student, Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: the reliability of electronic components.

УДК 621.396.25

СИСТЕМЫ ДКМВ РАДИОСВЯЗИ: РАЗРАБОТКА, ПРОИЗВОДСТВО И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ

© 2014 Д.В. Лучин, М.Ю. Сподобаев

Самарский филиал ФГУП НИИР – СОНИИР

В статье содержится обзор разработок Самарского филиала ФГУП НИИР – СОНИИР в области создания различного оборудования для каналов связи, работающих в ДКМВ диапазоне. Выделены системные исследования по ряду основных направлений радиосвязи, разработки антенн и антенных систем, в том числе оригинальных конструкций в виде кольцевых решеток, приводятся примеры успешных решений создания аппаратуры с улучшенной помехоустойчивостью и пропускной способностью. Все разработки сопровождаются соответствующей информационной поддержкой и созданием проблемно ориентированных программных продуктов.

ДКМВ радиосвязь, системные исследования, антенны, аппаратура, программное обеспечение.

В последнее время наблюдается устойчивый интерес к радиосвязи в декаметровом диапазоне длин волн (ДКМВ) [1]. Напомним, что радиоканалы в этом диапазоне формируются на основе ионосферного рассеяния электромагнитной энергии, излучённой передатчиком. Не углубляясь в теорию ионосферного рассеяния, отметим, что за счёт этого возможно создание радиоканалов большой протяжённости, вплоть до глобальной связи.

Развитие техники и технологий радиосвязи, а также открытая возможность управления параметрами локальных участков ионосферы (создание плазмодов) с помощью наземных средств, инициировали всплеск научной и инженерной активности в области разработок соответствующей аппаратуры.

Этому способствовала и информация об исследованиях ионосферы по программе HAARP - High frequency Active Auroral Research Program - программа США по исследованию активных высоких частот ионосферы. Эта программа представляет собой систему мероприятий по исследованию закономерностей развития ионосферы Земли. Фактически, система HAARP представляет собой установку, которая предназначена для осуществления модификации ионосферы, то есть внесение в неё определённых изменений.

Филиал ФГУП НИИР - СОНИИР длительное время специализируется на разработке различного оборудования для каналов связи, работающих в ДКМВ диапазоне.

Системные исследования по направлению ДКМВ радиосвязи. По ряду программ были осуществлены:

- разработка комплекса технических средств автоматизированной адаптивной ДКМВ-радиосвязи;
- исследование экспериментальной автоматизированной адаптивной радиолинии и её составных частей; при этом проведены испытания экспериментальной радиолинии и на имитаторе радиоканала;
- разработан общий алгоритм работы подсистемы адаптивной сетевой маршрутизации, максимально использующий подсистемы адаптации отдельных линий;
- решались системные вопросы построения резервной автоматизированной ДКМВ сети дежурного приёма с построением центра управления и обеспечением стыков с современным оконечным оборудованием; при этом обеспечено управление всем оборудованием системы в единой информационной среде Ethernet, использующей стандартные стыки IEEE802.3 и идеологию построения сетей ТСП/Р;
- разработана методика расчёта внутриобъектовой ЭМС РЭС стационар-

ных объектов и мобильных узлов, оснащенных аппаратурой связи ДКМВ диапазона;

– обоснованы способы реализации перспективных возможностей предоставления пользователям мультисервисных услуг и организации каналов сетевого управления;

– выданы предложения по созданию современной федеральной системы ДКМВ радиосвязи, включающей территориальную схему расположения магистральных узлов, а также комплектацию радиооборудования центрального, магистральных, региональных и мобильных узлов;

– создана опытная зона и предоставлены на коммерческой основе услуги цифровой ДКМВ связи.

Проведение таких комплексных исследований позволило, например, создать перспективную систему приёмного сегмента ДКМВ радиосвязи, в котором за счёт использования активной кольцевой решётки с электронным сканированием удалось достичь многократного сокращения занимаемых антенной земельных площадей (со 100...300 га до 4...9 га) при сохранении всех функций, возможностей и характеристик по основному назначению (рис. 1).

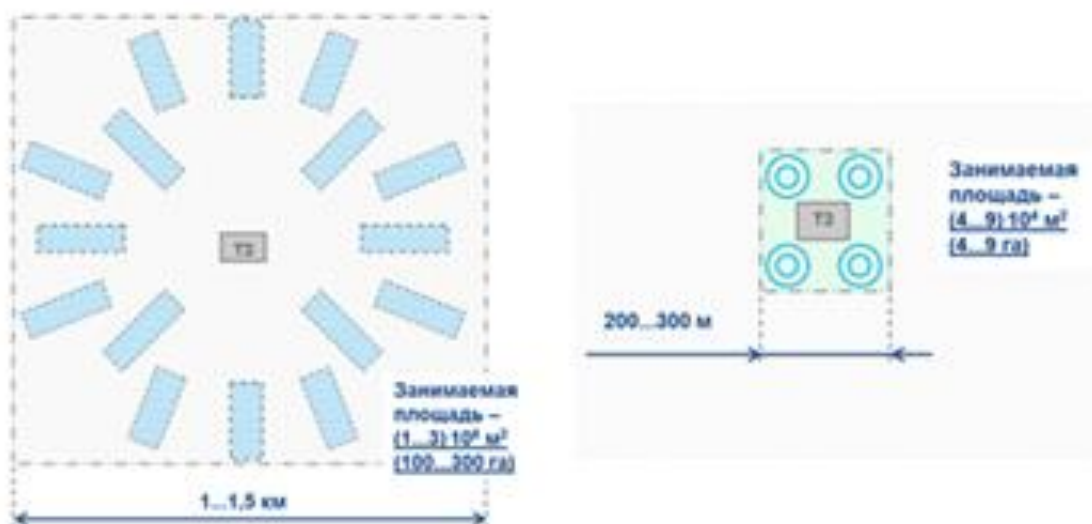


Рис. 1. Система приёмного сегмента

Антенны. Применение высокоэффективных антенн всегда является перспективным моментом, так как позволяет повысить энергетический потенциал линий без увеличения мощности передатчика или усложнения приёмника. Наряду с развитием системных принципов организации и методов ведения ДКМВ радиосвязи совершенствовались приёмные и передающие антенны этого диапазона. Успехи, достигнутые в области микропроцессорной техники, и опыт построения антенн с управляемыми диаграммами направленности в СВЧ диапазоне позволил вплотную подойти к решению задачи

разработки таких антенн для ДКМВ диапазона.

Современные антенные решётки позволяют сформировать весьма узкий луч при сравнительно небольших её размерах. Управление диаграммой направленности предполагается осуществлять по результатам оценки пространственной помеховой обстановки в точке приёма путём формирования нулей в направлениях прихода наиболее мощных помех. Кроме того, решётки строятся таким образом, чтобы обеспечить возможность одновременного подключения нескольких

передатчиков или приёмников, для каждого из которых формируется независимо свой собственный луч.

Результатом исследований в этом направлении явилось создание нескольких модификаций перспективных приёмных радиоцентров ДКМВ диапазона на основе кольцевых решёток с электронным сканированием. При этом достигается многократное сокращение занимаемых земельных площадей при обеспечении всех функций, возможностей и характеристик по основному назначению.

Быстроразворачиваемая активная кольцевая антенная решётка. Конструкция представляет собой фазированную решётку из 32 активных модулей (рис. 2), размещаемых равномерно по окружности радиусом 16 м. Высота подвеса активных вибраторов – 5 м. Обеспечивается одновременная независимая работа четырёх радиоприёмных устройств, для каждого из которых формируется 16 независимых азимутальных диаграмм направленности с дискретным шагом по азимуту 22,5 градуса. Пульт дистанционного управления обеспечивает возможность коммутации любого из четырёх приёмников для приема с любого из 16 свободных (не занятых другими приёмниками) азимутальных направлений.



Рис. 2. Конструкция кольцевой антенной решётки

Эллиптическая антенная решётка с вертикальными вибраторами, кольцевые антенные решётки с вертикальными вибраторами и горизонтальными вибраторами, кольцевая антенная решётка с триортогональными вибраторами – эти и другие разновидности антенных систем разработаны, построены и успешно эксплуатируются на трассах до 10000 км. Обеспечивается коммутация каждого из 64 приёмников для приёма с любого из 16 азимутальных направлений с дискретным шагом по азимуту 22,5 градуса. Управление коммутацией осуществляется оператором при помощи пользовательского терминала. Сервер обеспечивает работу до 64 пользовательских терминалов, с отображением результатов контроля на каждом пользовательском терминале.

Большое внимание в разработках приёмных антенн уделяется малогабаритным устройствам, которые используются как самостоятельные антенны, так и в качестве элементов антенных решёток (рис. 3). Разработаны и успешно эксплуатируются:

– приёмная антенна с триортогональными вибраторами, которая используется в защитных укрытиях для оборудования стационарных объектов системы радиосвязи диапазона ДКМВ;

– приёмная антенна с триортогональными вибраторами, которая используется в оборудовании стационарных объектов системы радиосвязи диапазона ДКМВ;

– триортогональный приёмный активный антенный модуль, который принимает радиосигналы и передаёт их на входы аппаратуры цифровой обработки сигналов, обеспечивает построение универсальной приёмной антенной решётки для комплексов средств ДКМВ.



Рис. 3. Конструкция элементов антенных решёток

Следует отметить разработку *защищенных активных подземных антенн*, которые используются в составе оборудования специальных объектов и обеспечивают возможность одновременной работы на два радиоприёмных устройства, настроенных на различные частоты, создавая более широкие возможности в организации независимого приёма сигналов (рис. 4). Возможности этих антенн позволяют работать в адаптивных автоматизированных сетях ДКМВ радиосвязи. Они обладают сейсмостойкостью и стойкостью к воздействию ударной волны в составе защищённого объекта. Адаптация по поляризации позволяет как в автоматическом, так и в ручном режимах добиваться наилучшего приема сигнала.



Рис. 4. Конструкция подземной антенны

Конечно же, разрабатываются и передающие антенны, которые предназначены для использования в составе радиостанций диапазона ДКМВ.

Аппаратура. Основная задача создания ДКМВ радиосвязи – это повышение помехоустойчивости и пропускной способности канала. Она решается в трёх основных направлениях:

- максимальное использование возможностей канала по усреднённым параметрам;
- разработка различных способов адаптации к свойствам канала, который имеет переменные параметры;
- разработка мер по «улучшению» канала, то есть мер, которые позволяют увеличить долю времени, когда ДКМВ каналы по своим свойствам приближаются к каналам, образованным другими средствами; сюда же следует отнести работы по модификации ионосферы.

Аппаратурная реализация этих направлений представлена следующими разработками.

Комплекс технических средств автоматизированной адаптивной радиосвязи в диапазоне ДКМВ. При его создании:

- реализованы основные принципы открытой архитектуры;
- обеспечена возможность создания новых составных частей комплекса широким кругом разработчиков и производителей;
- обеспечена возможность использования основных решений и составных частей оборудования в аналогичных системах различной принадлежности, включая коммерческие;
- обеспечена возможность текущей модернизации (актуализации) технических, алгоритмических и конструктивных решений в соответствии с прогрессом в области телекоммуникаций и появлением новой техники, технологий и элементной базы.

Многофункциональное устройство преобразования сигналов – радиомодем (рис.5). Приведём некоторые его характеристики.

- Работа радиоканалов тональной частоты со скоростью до 9600 бит/с и одновременная передача сообщений разного вида.
- Полоса рабочих частот 0,3...3,4 кГц.
- Управление радиосредствами и передача сигналов дискретных сообщений по адаптивным радиолиниям сети ДКМВ связи.
- Расширенная номенклатура используемых стыков с современным оконечным оборудованием.
- Передача дискретной информации в симплексном, полудуплексном, дуплексном режимах и ретрансляция с регенерацией.
- Допустимая величина времени запаздывания копий сигнала до 5мс и компенсируемым сдвигом несущих частот в каналах связи не более ± 10 Гц.

Возможность обмена речевой информацией. Скорость кодирования речевой информации – не более 2400 бит/с при допустимом времени задержки речевого сигнала не более 100 мс.



Рис. 5. Конструкция радиомодема

Возбудитель ДКМВ диапазона с прямым цифровым синтезом частоты (рис. 6). Возбудитель выполнен по схеме с прямым цифровым синтезом частоты, что позволяет формировать сигнал с высокой спектральной частотой, обеспечивая тем самым выполнение повышенных требований ЭМС. Возбудитель ДКМВ диапазона с прямым цифровым синтезом частоты предназначен для применения в автоматических адаптивных комплексах радиосвязи ДКМВ диапазона.



Рис. 6. Конструкция возбуждителя

Программное обеспечение. Все разработки, естественно, сопровождаются соответствующей информационной поддержкой и созданием проблемно ориентированных программных продуктов.

Для сокращения времени, уменьшения финансовых затрат и повышения эффективности создана программно-аппаратная платформа валидации разработок (рис. 7), основу которой составляет имитатор радиоканала.

Валидация программной модели системы осуществляет проверку качественных и количественных программных моделей устройств в средах Matlab и Oc-

tave на этапах разработки до технологической реализации системы.

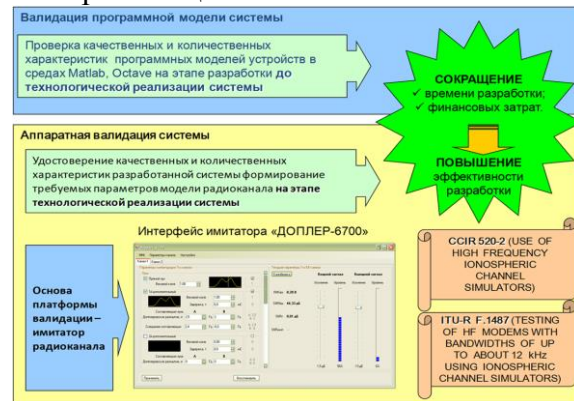


Рис. 7. Программно-аппаратная платформа валидации

Аппаратная валидация системы удостоверяет качественные и количественные характеристики разработанных систем, формирует требуемые параметры модели радиоканала на этапе технологической реализации системы.

Прочее разработанное программное обеспечение позволяет проводить расчёты характеристик антенных устройств и рассеивателей (ПО «WAVE», «PITON», «ORBOOL», «EDA», «IEDA»), расчёты фидерных линий произвольно-сложного сечения (ПО «ПУАССОН»), обеспечивать электромагнитную безопасность (ПО «ПК АЭМО»), учитывать требования электромагнитной совместимости, внешние нагрузки и кроссплатформенные взаимодействия.

В заключение обзора перспективных разработок филиала ФГУП НИИР - СОНИИР в области ДКМВ связи отметим, что институт осуществил переход на уровень современного научно-исследовательского центра с полным циклом разработки и создания радиоэлектронного оборудования на основе конвергенции современных информационных технологий и технологий моделирования систем, в том числе электродинамического моделирования.

Библиографический список

1. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи/Под ред. профессора О.В. Головина. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 598 с.

Информация об авторах

Лучин Дмитрий Вячеславович, кандидат технических наук, заместитель директора Самарского филиала ФГУП «Научно - исследовательский институт радио - Самарский отраслевой НИИ Радио». E-mail: dmyl@soniir.ru. Область научных интересов: телекоммуникационные системы, обработка сигналов.

Сподобаев Михаил Юрьевич, кандидат технических наук, директор Самарского филиала ФГУП «Научно -

исследовательский институт радио – Самарский отраслевой НИИ Радио», заведующий базовой кафедрой радиотехнических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: mspd@soniir.ru. Область научных интересов: телекоммуникационные системы, компьютерные сети, электромагнитный мониторинг.

HF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS: DEVELOPMENT, PRODUCTION AND PERSPECTIVE SOLUTIONS

Dmitry V. Luchin, Mihael Y. Spodobayev

Radio Research & Development Institute Samara Branch

The article contains the review of development of the Radio Research & Development Institute Samara Branch in the area of creation of various equipment for the communication channels working in HF range. Thus presents system researches on a number of the main directions of a radio communication, development of antennas and antenna systems, including original designs in the form of ring lattices are allocated, examples of successful solutions of creation of the equipment with the improved noise stability and capacity. All development is accompanied by the corresponding information support and creation of special software products.

HF radio communication, system researches, antennas, radio equipment, software.

References

1. Golovin O.V., Prostov S.P., Systems and devices shortwave radio, Goryachaya liniya-Telekom, 2006. 598 p.

About the authors

Mihael Y. Spodobayev, Candidate of Sciences (Engineering), director of the Radio Research & Development Institute Samara Branch. Head of the department of radio engineering systems of the Samara State Space University. E-mail: mspd@soniir.ru. Area of research: telecommunication systems, computer networks, electromagnetic monitoring.

Dmitry V. Luchin, Candidate of Sciences (Engineering), assistant of director of Radio Research & Development Institute Samara Branch. E-mail: dmyl@soniir.ru. Area of research: telecommunication systems, processing of signals.

УДК 57.087+615.84

СТРУКТУРНОЕ ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ ИЗМЕРЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ КРОВИ

© 2014 А.А. Федотов, С.А. Акулов, А.С. Акулова

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В статье рассматриваются методы построения инструментальных средств неинвазивного измерения артериального давления крови. Рассмотрена структурная схема монитора артериального давления крови на основе одновременного использования осциллометрического и аускультативного методов измерения.

Артериальное давление крови, структурная схема, осциллометрический метод.

Важным компонентом клинического мониторинга, определяющим состояние сердечно-сосудистой системы и организма в целом, является контроль артериального давления (АД) крови. Аппаратура для измерения параметров давления крови входит в состав практически всех современных многоканальных мониторинговых систем. В таких системах прямому инвазивному измерению параметров давления крови может отводиться несколько измерительных каналов для определения параметров давления в различных точках сосудистого русла и отображения кривых давления на графическом дисплее монитора [1 – 3].

Аппаратура неинвазивного измерения АД также входит в состав мониторинговых систем, однако, она имеет более широкое клиническое применение, поэтому мониторы давления, основанные на косвенных методах определения параметров АД, выпускаются в виде отдельных приборов.

Неинвазивные мониторы параметров АД строятся с использованием осциллометрического или аускультативного метода измерения, а иногда совмещают оба метода для повышения точности и надёжности измерения. Если аппаратура входит в состав многоканальной мониторинговой системы, то для повышения точности измерений используется канал ЭКГ, позволяющий синхронизировать обнаружитель пульсовой волны монитора [1, 3]. Функциональная схема монитора АД, реализующего аускультативный и осциллометрический метод измерения, приведена на рис. 1. На рисунке показано: 1 – плечевая

манжета, 2 – дифференциальный датчик Короткова, 3, 6 – дифференциальные усилители, 4 – датчик давления, 5 – фильтр токов, 7 – усилитель постоянной составляющей, 8 – усилитель пульсаций, 9 – коммутатор сигналов, 10 – АЦП, 11 – микропроцессор, 12 – дисплей, 13 – коммутатор токов, 14 – клапан сброса, 15 – клапан декомпрессии, 16 – компрессор, 17 – клапан избыточного давления.

Аускультативный измерительный канал монитора содержит дифференциальный акустический датчик, встроенный в нижнюю часть плечевой окклюзионной манжетки 1, усилитель разностного акустического сигнала 3 и фильтр тонов Короткова 5. Воздушная магистраль, соединённая с манжеткой, включает компрессор 16, создающий максимальное давление в манжетке, обычно выбираемое на 20...30 мм рт.ст. выше конечного систолического давления крови. Клапаны, включенные в магистраль, служат для быстрого сброса давления 14, плавной декомпрессии 15, предохранения магистрали от избыточного давления 17.

Осциллометрический канал включает датчик давления 4 тензометрического типа, соединённый с манжеткой 1, который преобразует давление в манжетке в электрический сигнал, усиливаемый дифференциальным каскадом 6. Постоянная составляющая сигнала, пропорциональная постоянной составляющей давления в манжетке, выделяется усилителем постоянного тока с ФНЧ 7. Выделение и усиление сигнала пульсаций давления осуществляется с помощью усилителя с ФВЧ 8. Контроллер 11, включающий про-

цессор, ОЗУ, ПЗУ, соединён с дисплеем и осуществляет управление элементами воздушной магистрали, а также мультиплексором 9 и АЦП 10.

Сочетание аускультативного и осциллометрического каналов позволяет реализовать гибкие алгоритмы определения пара-

метров АД – значений систолического, диастолического, среднего давления, и тем самым повысить точность измерений и их надёжность. Среднее АД измеряется осциллометрическим методом даже в тех случаях, когда звуковые сигналы тонов очень слабы [1, 3].

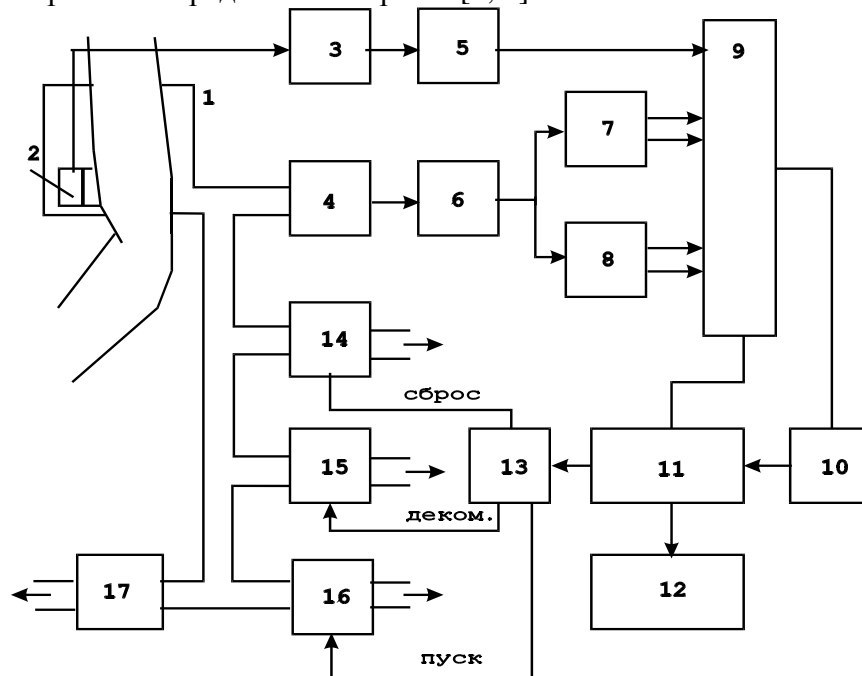


Рис. 1. Функциональная схема монитора АД с использованием двух косвенных методов измерения

Мониторы АД имеют автоматический режим периодических измерений с интервалом времени от 1 до 60 минут, а также систему тревожной сигнализации при выходе измеряемых параметров за установленные границы.

Технические характеристики мониторов АД, выпускаемые в различных странах, удовлетворяют требованиям стандартов: стандарт Британской ассоциации гипертонии, национальный стандарт США для электронных сфигмоманометров.

Пределы измерения давления устанавливаются чаще всего от 0 до 250 мм рт.ст. Точность отсчёта давления определяется как ± 3 мм рт.ст. Эта величина является инструментальной погрешностью измерения давления воздуха в окклюзионной манжетке. Оценка погрешности измерения параметров АД затруднена из-за отсутствия адекватного метрологического обеспечения [3].

Американский стандарт рекомендует сопоставительную методику определения погрешности измерения АД автоматизированными сфигмоманометрами. В стандарте учтено, что основная масса диагностических данных по определению АД получена ручным аускультативным способом.

Методика оценки погрешности включает одновременное измерение параметров АД с помощью фонендоскопа и исследуемого сфигмоманометра с использованием одной окклюзионной манжетки. Для уменьшения погрешности, связанной с субъективным восприятием наблюдателей тонов Н.С. Короткова, используется фонендоскоп с разветвлёнными слуховыми трубками для получения независимых результатов двумя наблюдателями. Средняя величина результатов наблюдений используется при оценке точности [3].

В соответствии с данной методикой следует провести три измерения параметров

АД в течение 30 мин для каждого пациента. Количество пациентов не должно быть менее 85 человек. Стандарт регламентирует, чтобы среднее значение разницы величины АД, определённой по всем измерениям с помощью прибора и наблюдателями, не превышало ± 5 мм рт.ст. Среднеквадратичное отклонение не должно быть более 8 мм рт.ст.

Неинвазивные мониторы непрерывного слежения за параметрами АД, с отображением кривой изменения давления на дисплее, строятся по методу слежения за поперечным размером сосуда при пульсовых колебаниях артериальной стенки [3]. Функциональная схема монитора давления, реализующего данный метод, представлена на рис. 2. На рисунке показано: 1 – пальцевая манжета, 2 – излучатель, 3 – фотоприёмник, 4 – генератор, 5 – дифференциальный усилитель, 6 – усилитель, 7 – переключатель, 8 – микроконтроллер, 9 – клапан управления, 10 – датчик

давления, 11 – компрессор, 12 – микроконтроллер, 13 – АЦП, 14 – дисплей.

Пальцевая окклюзионная манжетка 1 содержит фотоплетизмографический датчик, включающий излучатель 2, питаемый от источника 4, и фотоприёмник 3, дающий сигнал, пропорциональный величине диаметра пальцевой артерии. Воздушная магистраль прибора, связанная с манжеткой, включает компрессор 11, клапан с пропорциональным управлением 9 и датчик давления 10. В петле электромеханической обратной связи происходит формирование сигнала, пропорционального диаметру артерии, и напряжения, управляющего работой клапана 9.

В результате, при пульсации сосуда, с увеличением просвета артерии давление в манжетке уменьшается, а при уменьшении – увеличивается. Таким образом, поддерживается номинальная величина просвета артерии, задаваемая микропроцессором 12.

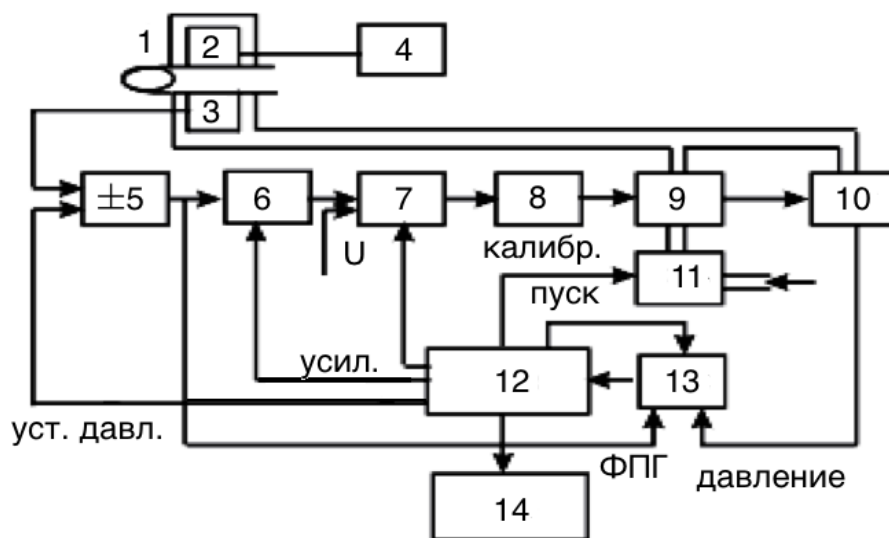


Рис. 2. Функциональная схема монитора АД по методу слежения за изменением давления в манжетке

Давление воздуха в манжетке отслеживает колебания АД на протяжении сердечного цикла и после преобразования в электрический сигнал датчиком 10 поступает на АЦП 13 для обработки в микропроцессоре по осциллометрической методике. На экран дисплея 14 выводятся кривая давления и вычисленные значения параметров АД. В приборе предусмотрена периодическая кали-

бровка по сигналу от микропроцессора 12, подаваемому на переключатель 7. При этом обратная связь размыкается и под действием напряжения калибровки осуществляется поиск размера сосуда, при котором пульсации давления достигают максимума.

Для предотвращения искажений фотоплетизмографического сигнала палец с манжеткой при проведении процедур изме-

нения АД необходимо надёжно зафиксировать.

В работе рассмотрены особенности структурного построения мониторов артери-

ального давления крови, построенных на основе совмещения двух основных методов неинвазивного измерения АД: аускультативного и осциллометрического.

Библиографический список

1. Webster, J. G. Medical instrumentation. Application and design / John Wiley & Sons, 2009. 675 p.

2. Гусев, В. Г. Получение информации о параметрах и характеристиках организма и

физические методы воздействия на него. М: Машиностроение, 2004. 597 с.

3. Федотов, А. А. , Акулов С.А. Измерительные преобразователи биомедицинских сигналов систем клинического мониторинга. М.: Радио и связь, 2013. 250 с.

Информация об авторах

Федотов Александр Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры лазерных и биотехнических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: fedoaleks@yandex.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, цифровая обработка биосигналов, измерительные преобразователи биологической информации.

Акулов Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент кафедры лазерных и биотехнических систем, Самарский государственный аэрокосмический универ-

ситет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: sakulov1981@mail.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, исследование биоэлектрического импеданса, методы и средства диагностики сердечно-сосудистой системы человека.

Акулова Анна Сергеевна, магистрант, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: akulova_as@mail.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, исследование биоэлектрической активности сердца.

STRUCTURE OF ARTERIAL BLOOD PRESSURE MONITORS

© 2014 A.A. Fedotov, S.A. Akulov, A.S. Akulova

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

This article is devoted to constructing instrumental tools of noninvasive measurement of arterial blood pressure. The structure of blood pressure monitors based on simultaneous using of oscillometric and auscultatory measurement methods is considered.

Arterial blood pressure, oscillometric method, structural schematic.

References

1. Webster J. G. Medical instrumentation. Application and design. /John Wiley & Sons, 2009. p.675.

2. Gusev, V.G. Obtaining of information about parameters and characteristics of organ-

ism and physical methods of impact on it. M : Mechanical Engineering, 2004. p.597 .

3. Fedotov A.A., Akulov S.A. Measuring converters biomedical system systems of clini-

cal monitoring. M.: Radio and communication, 2013. p. 250.

About the authors

Fedotov Aleksandr Aleksandrovich, Candidate of Sciences (Technical Sciences), Associate Professor of the Department of Laser and Bioengineering Systems. E-mail: fedovaleks@yandex.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, biosignal processing, transducers of biological information.

Akulov Sergey Anatolievich, Candidate of Sciences (Technical Sciences), Associate

Professor of the Department of Laser and Bioengineering Systems. E-mail: sakulov1981@mail.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, bioelectrical impedance, diagnostics of cardiovascular system.

Akulova Anna Sergeevna, Graduate Student, E-mail: akulova_as@mail.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, bioelectrical heart activity.

БОРТОВОЙ ЛИДАР ДЛЯ ПОИСКА И ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОСХОДЯЩИХ ПОТОКОВ АТМОСФЕРНОГО ВОЗДУХА

© 2014 Г.И. Леонович¹, С.А. Матюнин², В.Д. Паранин², А.М. Шорников², М.В. Савельев³

¹ Секция прикладных проблем при Президиуме РАН

² Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

³ Самарский государственный университет

Обосновано применение бортового аэрозольного лидара для поиска и идентификации вертикально направленных потоков атмосферного воздуха - термик. Описаны принцип работы, основные узлы и параметры приёмопередающего узла лидара. Показан алгоритм применения лидара при планерном режиме полёта беспилотного летательного аппарата (БПЛА).

Термик, лидарное уравнение, бортовой лидар, электрооптический дефлектор, полёт в термиках.

Введение

В число критических требований к БПЛА входит длительность беспосадочного полёта. У отечественных беспилотников это время составляет от 1 до 18 часов в зависимости от массы и класса. У лучших зарубежных образцов – до 40 часов (Predator, Euro Hawk, Global Hawk Block 20). Вместе с тем новые и известные научно-технические решения позволяют существенно увеличить время беспосадочного полёта. Например, британский электрический дрон Zephyr компании Qinetiq, использующий солнечные батареи и аккумуляторы, может находиться в воздухе до двух недель. Ещё одно направление - создание гибридных БПЛА. В частности, беспилотник LEMV (Northrop Grumman) осуществляет взлёт по самолётному типу, а при подъёме на требуемую высоту специальные тканевые объёмы заполняются гелием, превращая аппарат в дирижабль. Время полёта – до 21 дня [1]. Ни одно из приведённых и других известных решений пока не способно кардинально увеличить время полёта типового БПЛА (негибридного, без солнечных батарей, без дозаправки в воздухе) до 100 и более часов. Вместе с тем вопрос длительных полётов без силовой установки давно решен в планеризме. Пилоты по ряду косвенных визуальных признаков определяют нахождение восходящих и других, способствующих развитию подъёмной силы, воздушных потоков и могут осуществлять

теоретически неограниченный во времени полёт [2, 3].

До настоящего времени задача определения направления и скорости воздушных масс (пылевые аэрозоли, вихри и т.п.) без определения границ анклавов решается только наземными установками для посадочных трасс в районе аэродрома и в ветрогенераторных зонах (лидары фирм Windtracer, DLR, DRA Malvern, LMD) [4, 5]. Поэтому создание бортовых аэрозольных лидаров и алгоритмов их применения для обеспечения планерного режима полёта в восходящих потоках воздуха является принципиально новой и актуальной.

Особенности тропосферного аэрозоля, термики

В тропосфере над морской и океанической поверхностью существенную роль играют солевые (хлориды и сульфаты) аэрозоли, над поверхностью суши - органические аэрозоли, а также соединения кремния, глинозёмы, карбонаты, кальциты, окислы железа; над большими городами - аэрозоли антропогенного характера. В процессе исследований авторами определены наиболее информативные компоненты воздушной среды, позволяющие посредством узконаправленного оптического излучения идентифицировать движение тропосферных аэрозольных

анклавов, их физические и геометрические параметры.

Вертикальные конвективные движения воздуха, способствующие развитию подъемной силы БПЛА, как правило, относятся к термикам. Термик – колонна «плавучего» воздуха диаметром 500...1000 м, которая поднимается из приповерхностного слоя до высоты 2...3 км (рис. 1) [2, 3, 6]. В проме-

жутках между термиками, составляющих 1...2 км, присутствуют относительно сильные на границах и в основном слабые широкие области опускающегося вниз воздуха. Термики, подвергаясь воздействию поверхности и других воздушных потоков, размываются и движутся в определенном направлении. Типичное время «жизни» термика 10...30 минут.

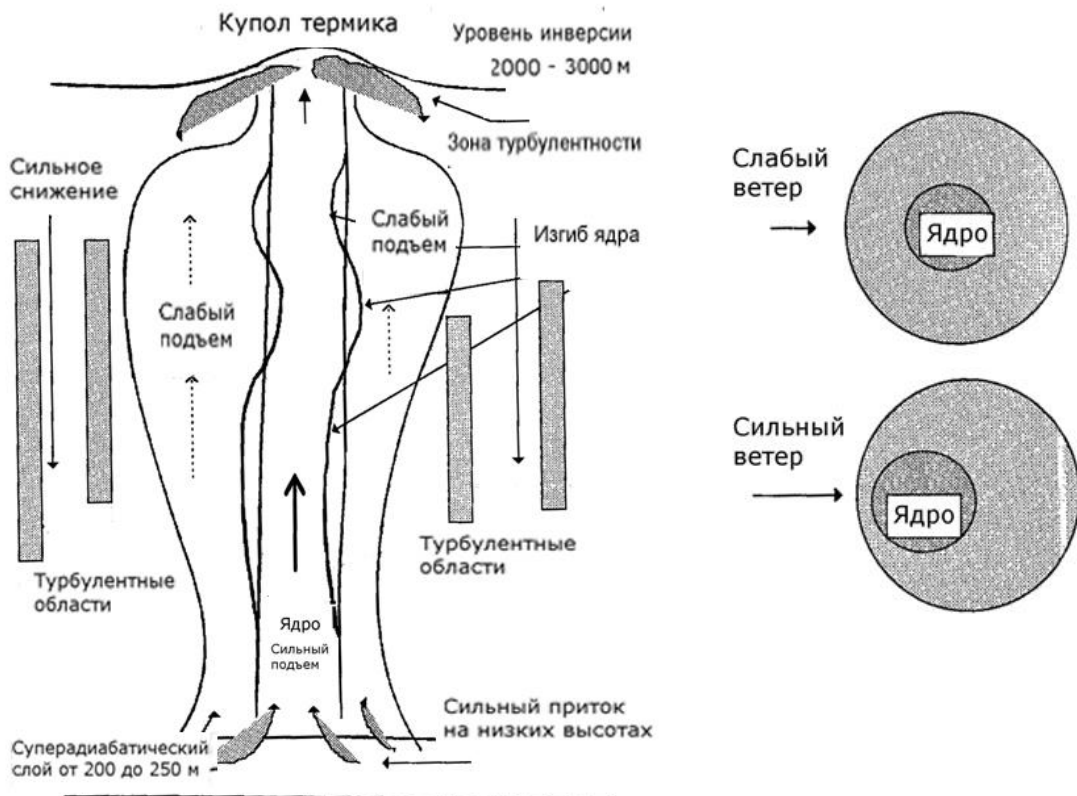


Рис. 1. Структура термика

Выявлено, что для достоверной идентификации восходящих потоков целесообразно проводить корреляционную процедуру идентификации потока одновременно по нескольким информационным компонентам, каждая из которых характеризуется определенной длиной волны взаимодействия со световым лучом. В частности, для достижения необходимой дальности измерений (8...10 км) при малой энергии излучения (до нескольких десятков мкДж) предлагается использовать частоты вблизи края линии резонансного поглощения. Расширяя диапазон длин волн, в пределах которого показатель поглощения меняется на несколько порядков, можно естественным образом реализовать преимущество дифференциальной ме-

тодики лидарных измерений, заключающейся в возможности компенсации фоновой составляющей рассеянного излучения.

Принцип работы лидара для обнаружения и идентификации термиков

Сигнал, регистрируемый лидаром, можно представить в виде суммы составляющих [7-9]:

$$S = \sum_k S_k + N_T + N_0, \quad (1)$$

где S_k - сигнал, формируемый за счёт одного из механизмов обратного рассеяния (релеевское рассеяние, рассеяние на аэрозоле, резонансное рассеяние и т.д.); N_T - шумовой сиг-

нал, вызванный посторонней засветкой и флуктуациями сигнала; N_0 - шумы фотоприёмника и электроники.

Каждый из сигналов S_k в (1) можно представить как свёртку излучаемого импульса с функцией соответствующего отклика

$$S(t) = A(t) * P(t) = \int_0^{\infty} A(\tau) \cdot P(t - \tau) d\tau.$$

В модели однократного рассеяния функция отклика представляется как

$$A(t, \lambda) = \frac{\eta \cdot \sigma}{2\pi \cdot c} \frac{\kappa(\lambda) \cdot \rho\left(\frac{c \cdot t}{2}\right)}{t^2} \exp\left(-c \cdot \kappa(\lambda) \int_0^{\frac{c \cdot t}{2}} \rho\left(\frac{c \cdot \tau}{2}\right) d\tau\right), \quad (2)$$

где η - эффективность переизлучения ($\eta < 1$); c - скорость распространения сигнала ($c = 3 \cdot 10^5$ км/с); σ - площадь входной апертуры приёмника; $\kappa(\lambda)$ - показатель поглощения, зависящий от длины волны излучения; $\rho(z)$ - зависимость плотности исследуемого вещества от продольной координаты z .

Если $\rho(z)$ задана как концентрация частиц, то σ представляет собой сечение по-

глощения. Параметр η показывает, какая доля поглощённого излучения снова переизлучается на той же длине волны. Так как сигнал, принимаемый приёмником, сильно уменьшается с увеличением z , то величина η в значительной степени определяет дальность обнаружения неоднородностей распределения плотности исследуемого вещества. Приведённая выше формула справедлива для $t \gg t_d$, где $t_d = z_d/c$, $z_d = \sqrt{\sigma}$.

В соответствии с (2) создана математическая модель лидара при различных режимах работы. Проведённые численные эксперименты позволили построить алгоритм работы и сформулировать требования к элементной базе приёмопередающего узла. На рис. 2 приведены результаты одного из вариантов численного моделирования, когда учитывался механизм резонансного рассеяния на парах воды при сканировании в горизонтальной плоскости участка тропосферы перед лидаром. Глубина сканирования - 5 км, ширина - 2 км.

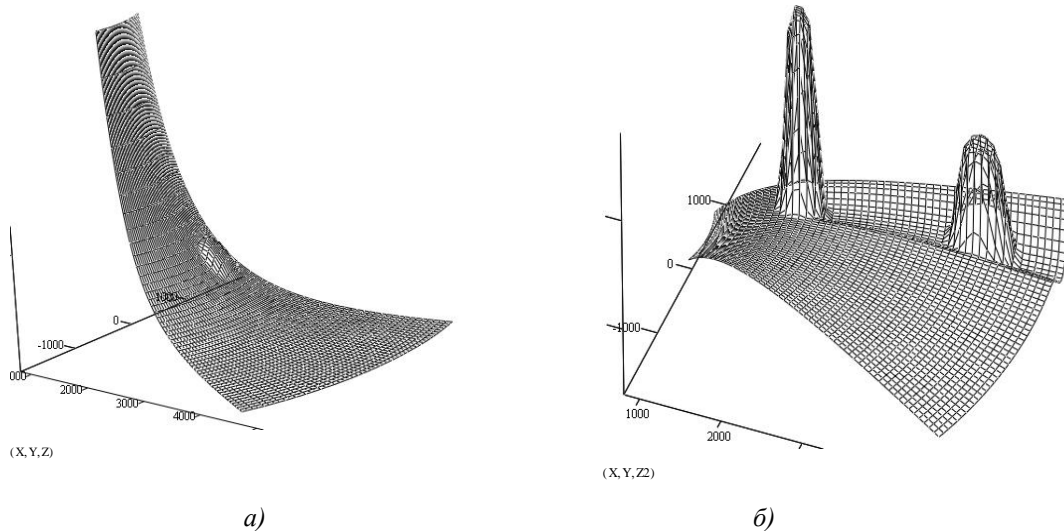


Рис. 2. Результаты численного моделирования лидарного уравнения при резонансном рассеянии на парах воды

В области сканирования введены две неоднородности, соответствующие термикам различной интенсивности и находящиеся на разном удалении от БПЛА. На рис. 2,а видно, что сигнал отклика резко затухает с увеличением расстояния. На основе метода логарифмического преобразования разработан новый алгоритм обработки сигнала, позво-

ляющий скомпенсировать не только уменьшение сигнала с ростом расстояния, но и поглощение, вызванное постоянным (средним) уровнем концентрации измеряемой компоненты воздуха (рис. 2,б).

В реальных условиях эксплуатации имеет место значительный уровень шумов, сопровождающих регистрируемый фотопри-

емником сигнал. Данный фактор существенно влияет на выбор параметров приёмопередающего узла и определяет особенности алгоритма обработки сигнала. В процессе исследований определено, что при заданном распределении индикатора для любого расстояния существует оптимальное значение показателя поглощения, связанного с длиной волны излучения, при котором регистрируемый сигнал будет максимальным. Так, в случае резонансного взаимодействия незначительные изменения длины волны в пределах крыла контура линии позволяют менять показатель поглощения на 2...3 порядка. Например, зондирующий сигнал имеет следующие параметры: мощность в импульсе $P_u = 10$ Вт, длительностью $t_u = 1$ мкс, что соответствует энергии 10 мкДж (типовые полупроводниковые и твердотельные лазеры). Площадь приёмной апертуры 10 см². Задано 20% изменение плотности индикатора над средним уровнем. При сильнозашумлённом сигнале (например, полёт в сторону внешнего источника излучения) дальность действия маломощного сигнала составляет до 1...2 км (т.е. расстояние до ближайшего термика), а при слабозашумлённом – до 6 км (в среднем два-три типовых термика). Увеличение энергии зондирующего импульса на один порядок открывает возможность для реализации программного задания этапа полётного маршрута в радиусе до 10 и более километров.

Элементная база приёмопередающего узла бортового лидара

Основными требованиями, предъявляемыми к приёмопередающей части лидара, являются: малая длительность импульса лазерного излучения, а также мощность источника излучения и чувствительность фотоприёмника, достаточные для обеспечения планерного режима БПЛА при небольших массогабаритных показателях оборудования. В результате проведённых исследований выявлено, что существующие твердотельные и полупроводниковые лазеры, кремниевые фотоумножители и модули счёта единичных фотонов позволяют реализовать компактные приёмопередающие узлы, обеспечивающие дальность

действия от 1,5...2 до 10...15 км с разрешением 3...50 м. Например, модули счёта единичных фотонов на основе Si и InGaAs/InP неохлаждаемых лавинных диодов обеспечивают вероятность детектирования единичного фотона в 20...50% в диапазоне 400...650 нм с временным разрешением 50...100 пс. Размеры чувствительной области SPAD-детекторов составляют 20...100 мкм [10]. Достоинством таких детекторов является малое время нарастания и спада TTL импульса (не более 2 нс), а также низкое напряжение питания (5...12 В). Существуют модули SPAD с волоконным вводом оптического излучения, а также двумерные матрицы детекторов для определения биграммы направленности отражённого или рассеянного излучения. Такие матрицы содержат до 1024 детекторов, опрашиваемых с частотой 383...98000 Гц с разрешением АЦП 16...8 бит.

Использование твердотельных электрооптических дефлекторов в системах зондирования состояния и состава атмосферы [10, 11] привлекательно за счёт возможности снижения массы и габаритов, улучшения надёжности и существенного повышения быстродействия по сравнению с зеркальными механическими системами. Однако известные электрооптические дефлекторы имеют малые углы отклонения, порядка миллирадиан, что обусловлено их низкой чувствительностью к управляющему напряжению. Это ограничивает практическое внедрение дефлекторов в лидарных комплексах. Выявлена возможность увеличения диаметра зондирующего луча для снижения расходимости зондирующего излучения без увеличения управляющего напряжения при использовании стандартных методов микроэлектроники и тонкоплёночной оптики. Разработанный электрооптический дифракционный дефлектор (ЭОДД) позволяет резко (в сотни раз) увеличить скорость горизонтального и вертикального сканирования термиков, достичь дискретных углов отклонения в десятые доли – единицы градуса в видимом и ближнем ИК диапазонах. На рис. 3 показаны диаграммы направленности, формируемые ЭОДД, который рассчитан для наклонного падения под углом $\alpha = 7\pi/16$ (78,75°) на z-срез кристалла

$Ba_{0,25}Sr_{0,75}Nb_2O_6$. У-ось ориентирована перпендикулярно управляющим электродам.

Длина волны излучения $\lambda=0,633$ мкм, число градаций фазовой функции $N_{gr}=3$.

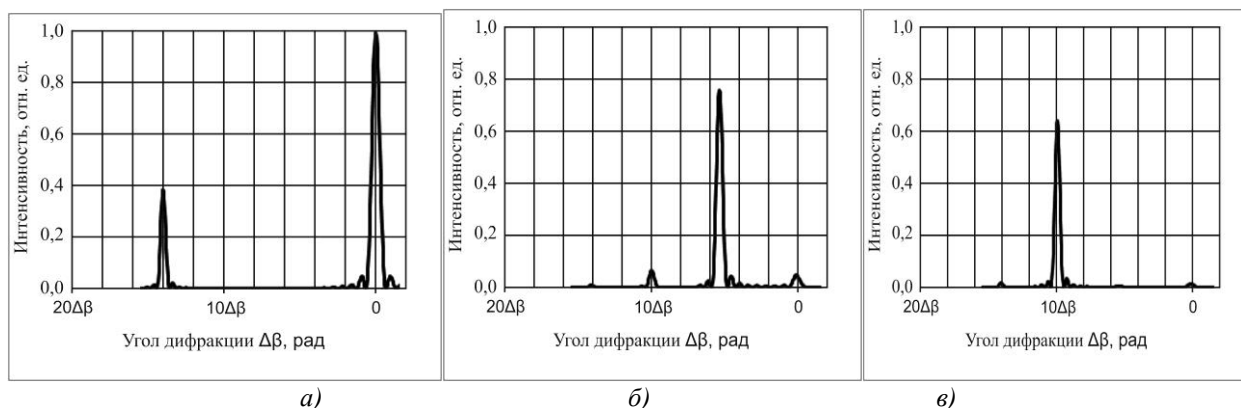


Рис. 3. Диаграммы направленности ЭОДД при напряжениях: а) $\Delta U_i = 0$ В; б) $\Delta U_i = 67$ В; в) $\Delta U_i = 134$ В

Индукцируемые управляющим напряжением максимумы диаграммы направленности равномерно распределены между нулевым и первым максимумами. Количество новых максимумов определяется числом уровней квантования фазовой функции и для конструктивно несложных источников напряжения составляет от 2 до 4. Превышение полуволнового напряжения создаёт максимумы направленности между 1-м и 2-м дифракционными максимумами. Для оперативного выявления и определения структуры термиков возможно создание быстродействующего вибро- и удароустойчивого ЭОДД, рассчитанного на управление оптическим излучением с $P_u = 100 \dots 1000$ Вт.

Алгоритм полёта в термиках БПЛА с бортовым лидаром

Наличие бортового лидара для обнаружения и определения параметров термиков предопределяет следующий алгоритм полёта с использованием известных методик [2, 3]. В момент обнаружения термика БПЛА перемещается к нему, а затем, используя механизм центрирования в потоке, набирает высоту, двигаясь по спиралевидной траектории вокруг центра (рис. 4). В процессе подъема аппарат обнаруживает следующий термик, после набора высоты в восходящем потоке переходит в режим планирования и остается в нём, пока высота не станет меньше некоторого заданного порога, перелетая, таким образом, к следующему термику. Цикл повторяется при полёте по некоторому заданному маршруту.

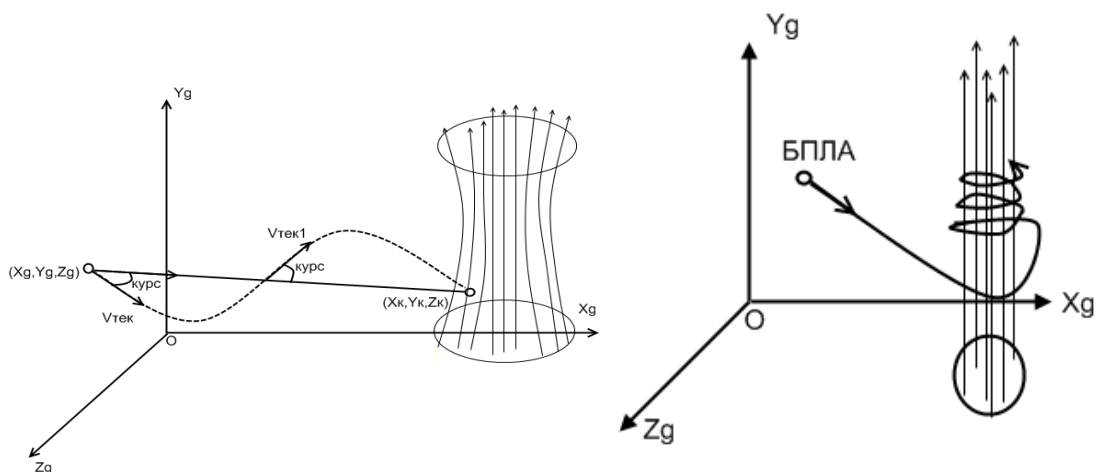


Рис. 4. Планирование БПЛА по программной траектории

Расчёт полёта включает в себя две задачи:

1) до начала полёта, необходимо определить запас высоты, необходимый для полёта на рассчитанное с применением лидара расстояние;

2) с момента начала полёта определить, с какой максимальной скоростью выполнять полёт, чтобы израсходовать весь имеющийся запас высоты, но не более.

Ввиду сложности нелинейной модели полёта возникают трудности при её реализации программными и аппаратными средствами. Поэтому принято линеаризовывать движение с разбивкой на элементарные составляющие [3].

С использованием аэродинамически устойчивой модели планера проведено моделирование процесса поведения БПЛА в неспокойной атмосфере при наличии термиков и других воздушных потоков и течений. Линеаризованные соотношения и полученные на их основе законы управления позволили создать модель автоматической системы управления механизацией БПЛА. Модель

позволяет с достаточно высокой степенью точности рассчитать поведение планера в термиках при различных условиях эксплуатации.

Выводы

В процессе анализа известных и перспективных лазерных систем и результатов проведённых экспериментов разработаны математическая модель и алгоритм обработки данных, посредством которых выявлено, что система сканирования воздушного пространства над подстилающей поверхностью при использовании полупроводниковых и твердотельных лазеров способна осуществлять поиск и идентификацию восходящих потоков воздуха на расстоянии до 10 км с точностью позиционирования и определения границ от 3 до 50 м. Определён состав и требования к приёмопередающему узлу лидара, приведены параметры разработанного электрооптического дифракционного дефлектора. Представлен алгоритм планерного режима полёта БПЛА с использованием бортового лидара.

Библиографический список

1. The Drone Wars: 9/11 Inspired Advances in Robotic Combat. <http://www.livescience.com/15908-drone-wars-september-11-anniversary.html>.
2. Райхман Х. Полеты на планерах по маршрутам. Таганрог: ДОСААФ СССР, 1982. 130 с.
3. Cochrane J. McCready theory with uncertain lift and limited altitude. URL: <http://faculty.chicagobooth.edu/john.cochrane/speaking/docs/newmcred.pdf>.
4. Лазеры для прогнозирования направления ветра. URL: http://www.lockheedmartin.com/content/dam/lockheed/data/space/documents/windtracer/WindTracer_Fact_Sheet.pdf.
5. Профильный лидар ветровой. URL: <http://www.lsystems.ru/products/9/42>.
6. Pinnick R.G., Rosen J.M., Hofmann D.J. Stratospheric aerosol measurements. III. Optical model calculations // J. Atmos. Sci., 1976, 33, № 2, pp. 304-314.
7. Ивлев Л.С., Довгало Ю.А. Физика атмосферных аэрозольных систем. СПб.: НИИХ СПбГУ, 1999. 253 с.
8. Зуев В.В., Ельников А.В., Бурлаков В.Д. Лазерное зондирование средней атмосферы / Под общ. Ред В.В. Зуева. Томск: изд-во РАСКО, 2002. 352 с.
9. Матвиенко Г.Г., Банах В.А., Бобровников С.М., Бурлаков В.Д., Веретенников В.В., Кауль Б.В., Креков Г.М., Маричев В.Н. Развитие технологий лазерного зондирования атмосферы / Оптика атмосферы и океана//№10 (22) / 2009. с. 915-930.
10. Матюнин С.А., Леонович Г.И., Паранин В.Д.. Управляемые многокомпонентные интерференционно-дифракционные оптические элементы. Самара: изд-во СНЦ РАН, 2010, 263 с.
11. Qing Y. et al. Experimental investigation of optical beam deflection based on PLZT elec-

tro-optic ceramic // Optics Express, 2007, vol.15, № 25, pp.16933-16944.

Информация об авторах

Леонович Георгий Иванович, доктор технических наук, профессор, начальник Поволжского отделения, Секция прикладных проблем при Президиуме РАН. E-mail: leogi1@mail.ru. Область научных интересов: системы управления, информационно-измерительные устройства и системы.

Матюнин Сергей Александрович, доктор технических наук, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: волоконно-оптические датчики, информационно-измерительные устройства и системы.

Паранин Вячеслав Дмитриевич, ассистент кафедры конструирования и производства электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика

С.П.Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: vparanin@mail.ru. Область научных интересов: волоконно-оптические датчики, промышленная автоматизация, технология микроэлектроники.

Шорников Андрей Юрьевич, магистр, Самарский государственных аэрокосмический университет имени академика С.П.Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: serandru33@mail.ru. Область научных интересов: динамика полёта космических аппаратов, динамика полёта малых летательных аппаратов, беспилотные летательные аппараты.

Савельев Максим Валерьевич, аспирант кафедры оптики и спектроскопии, Самарский государственный университет. E-mail: belchonokenot@mail.ru.

Область научных интересов: нелинейная оптика, динамическая голография.

AIRBORNE LIDAR IN ENSURING GLIDING UAV FLIGHT MODE

© 2014 G.I. Leonovich¹, S.A. Matyunin², V.D. Parani², A.M. Shornikov², M.V.Savelyev³

¹The Section of applied problems at the Presidium of the RAS, Samara, Russian Federation

²Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

³Samara state University, Samara, Russian Federation

The application of airborne aerosol lidar to search and identify the vertical direction of air flow - thermals. Describes the working principle, the basic components and parameters of the LIDAR transceiver node. The algorithm application in LIDAR glider mode in summer UAV.

Thermals, LIDAR equation, airborne LIDAR, electro-optical deflector, flying in thermals.

References

1. The Drone Wars: 9/11 Inspired Advances in Robotic Combat. <http://www.livescience.com/15908-drone-wars-september-11-anniversary.html>
2. H. Reichman glider flight routes / Per. German, Tagan-horn: DOSAAF., 1982, 130.
3. Cochrane J. McCready theory with uncertain lift and limited altitude-<http://faculty.chicagobooth.edu/john.cochrane/soaring/docs/newmcred.pdf>.
4. Lasers for predicting the direction of the wind. URL: http://www.lockheedmartin.com/cotnent/dam/lockheed/data/space/documents/windtracer/WindTracer_Fact_Sheet.pdf.
5. Profiled wind lidar. URL: <http://www.lsystems.ru/products/9/42>.

6. Pinnisk R.G., Rosen J.M., Hofmann D.J. Stratospheric aerosol measurements. III. Optical model calculations // J. Atmos. Sci., 1976, 33, № 2, pp. 304-314.
7. Ivlev LS, YA Dovgaluk Physics atmospheric aerosol systems. St. Petersburg.: NIIH State University, 1999. 253 p.
8. Zuev VV, Elnikov AV Boatmen VD Laser sounding of the middle atmosphere / Under total. Rev. V. Zuev. Tomsk: Izd RASCO, 2002. 352 p.
9. Matvienko GG, Banakh VA Bobrov employees SM, Boatmen VD, spindles employees VV, BV Kaul, Krekov GM Marichev In . N. Technology development of laser sensing of the atmosphere / Atmospheric and Ocean Optics // № 10 (22) / 2009. P. 915-930. (In Russ.)
10. Matyunin SA, Leonovich GI, Para-nin VD. Managed multicomponent interference-diffractive optical elements. Samara publ SSC RAS, 2010, 263 p.
11. Qing Y. et al. Experimental investigation of optical beam deflection based on PLZT electro-optic ceramic // Optics Express, 2007, vol.15, № 25, pp.16933-16944.

About the authors

Leonovich Georgy Ivanovich, Doctor of technical sciences, professor, head of department of the Volga, the butt section problems of the Presidium of RAS. E-mail: leo-gil@mail.ru. Area of research: management systems, information-measuring devices and systems.

Matyunin Sergey Aleksandrovich, Doctor of Technical Sciences, Professor, E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: fiber-optic sensors, information-measuring devices and systems

Paranin Vyacheslav Dmitrievich, assistant, Department of Design and Manufactur-

ing of Radio-Electronics Systems and Devices. E-mail: vparanin@mail.ru. Area of research: fiber-optic sensors, industry automation, technology of microelectronics.

Shornikov Andrei Urievich, magister, Samara State Aerospace University. E-mail: serandru33@mail.ru. Area of research: dynamic of flights of space aircraft, dynamic of flights of small inhabitant aircrafts, UAV.

Savelyev Maxim Valeriyovych, post-graduate student of Chair of Optics and Spectroscopy of Samara State University. E-mail: belchonokenot@mail.ru. Area of research: nonlinear optics and dynamic holography.

АНАЛИЗ СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕТОДА ОЦЕНКИ ВАРИАБЕЛЬНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

© 2014 А.А. Федотов, А.С. Акулова, С.А. Акулов

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва
(национальный исследовательский университет)

Статья посвящена анализу случайных погрешностей показателей variability сердечного ритма. В статье приведены схемы вычисления показателя Хёрста на основе метода нормированного размаха и коэффициента флуктуации с помощью флуктуационного анализа с устранением трендов. Оценена зависимость относительной погрешности измерения показателей variability сердечного ритма от величины абсолютной погрешности определения длительности кардиоинтервалов. Сделан вывод о чувствительности использованных в статье показателей variability сердечного ритма к погрешности измерения длительностей кардиоинтервалов.

Триангулярный индекс, показатель Хёрста, коэффициент флуктуации, модельная последовательность, характеристическая точка, случайная погрешность.

Оценка variability сердечного ритма (BCP) является современной и эффективной методикой диагностики состояния организма, т.к. она отражает работу сердечно-сосудистой системы и работу механизмов регуляции целостного организма [1]. Под variability сердечного ритма принято понимать изменчивость продолжительности интервалов R-R последовательных циклов сердечных сокращений за определённый промежуток времени [2].

В качестве показателей BCP в данной статье рассмотрены:

1) $SDNN$ – среднеквадратичное отклонение длительностей КИ (выражается в мс):

$$SDNN = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X})^2},$$

где X_i – значение длительности i -го КИ, \bar{X} – среднее значение длительности КИ, N – размер исследуемой выборки КИ;

2) триангулярный индекс HRV вычисляется как $HRV = \frac{N}{A_m}$,

где A_m – амплитуда моды распределения КИ, N – размер выборки КИ;

3) показатель Хёрста H , определяемый на основе применения метода нормированного размаха (RS-анализ) и характеризующий отношение силы тренда (детерминированный фактор) к уровню шума (случайный фактор);

4) коэффициент флуктуации α ,

определяемый с помощью флуктуационного анализа с устранением трендов (в англоязычной литературе DFA: Detrended Fluctuation Analysis). Метод DFA позволяет проводить изучение структуры различных процессов, в том числе и нестационарных, с точки зрения статистического самоподобия.

Вычисление показателя Хёрста производится по следующей схеме [3]:

1) на первом этапе вычисляется набор отклонений Y от среднего значения в пределах изменяющегося окна:

$$Y_{M,K} = \sum_{i=1}^M (X_i - \bar{X}_K),$$

где X_i – значение длительности i -го КИ; K – ширина окна, в пределах которого вычисляется отклонение от среднего, изменяющаяся от 2 до значения, равного размеру исходной выборки КИ X ; M – переменная, изменяющаяся от 1 до $K-1$; \bar{X}_K – среднее значение длительности КИ, определенное по K элементам. На каждой итерации вычисления (для каждого значения K) получается $K-1$ значений $Y_{M,K}$;

2) далее для каждого значения K вычисляется величина размаха отклонения R : $R_K = \max(Y_{M,K}) - \min(Y_{M,K})$;

3) на следующем этапе размах отклонения R_K нормируется делением на стандартное отклонение S_K , которое вычисляется по K элементам последовательности КИ;

4) далее строится график зависимости $\log(R/S)$ от $\log(K)$;

5) полученная логарифмическая зависимость аппроксимируется линейным полиномом и определяется угол наклона аппроксимированного графика к оси абсцисс. Тангенс данного угла наклона численно равен значению показателя Хёрста H .

Алгоритм вычисления коэффициента флуктуации α включает в себя следующие этапы [4]:

1) на первом этапе из временной последовательности длительностей КИ формируется кумулятивная сумма

$$W_t = \sum_{i=1}^t X_i, \text{ где: } X_i - \text{значение длительности}$$

i -го КИ, t – переменная, изменяющаяся от 1 до величины размера исходной выборки КИ X ;

2) на следующем этапе кумулятивная сумма W_t разбивается на временные окна равного размера L ; для каждого временного окна составляется интерполяционный полином, в случае использования метода DFA первого порядка это линейный полином Z ;

3) затем для каждого значения размера временного окна L вычисляется среднеквадратичное отклонение

$$F = \left[\frac{1}{L} \sum_{j=1}^L (W_{t_j} - Z_j)^2 \right]^{0.5};$$

4) этапы вычисления 2 и 3 повторяются при различных размерах временного окна L ;

5) определяют показатель (коэффициент флуктуации первого порядка α) зависимости $F(L)$ как отношение логарифмов изменения F в зависимости от изменения L .

Основным источником погрешности формирования последовательности длительностей КИ, оказывающих влияние на определение параметров ВСП, является ошибка измерения длительности КИ.

Исследование влияния погрешности определения длительности КИ на погрешности определения показателей ВСП осуществлялось путём формирования модельных последовательностей КИ, соответствующих структуре сердечного ритма человека [5]. Для описания модельной последовательно

сти КИ использовалась следующая зависимость:

$$RR(n) = RR_0 + \gamma \cdot \xi(n),$$

где RR_0 – среднее значение длительностей КИ из диапазона физиологической адекватности: 500...2000 мс; γ – коэффициент активности регуляторных процессов; $\xi(n)$ – массив случайных чисел, распределённых по нормальному закону с нулевым средним и единичным среднеквадратичным отклонением.

Для анализа влияния погрешности измерения длительностей КИ на погрешность определения показателей ВСП в модельную последовательность КИ вводится величина случайной погрешности измерений с заданными характеристиками нормального распределения (математическое ожидание равно нулю, среднеквадратичное отклонение σ определялось величиной вносимой погрешности, количество выборок $N=10^4$).

Погрешность определения показателей ВСП определялась как относительное отклонение показателей модельной последовательности КИ от показателей, полученных при добавлении случайной погрешности измерения в значения длительностей КИ.

Для оценки погрешности измерения длительностей КИ использовались квантильные характеристики погрешностей, при которых значение погрешности с заданной доверительной вероятностью P находится внутри интервала неопределённости $\pm \Delta_r$. При $P=0,9$ абсолютная погрешность определяется как: $\Delta_{0,9} = \pm 1,6 \cdot \sigma$, где σ – среднеквадратичное отклонение величины вносимой случайной погрешности [6]. Выбранное значение доверительной вероятности обусловлено необходимостью обеспечить инвариантность зависимости между величиной абсолютной погрешности измерения длительностей КИ и среднеквадратичным отклонением от вида закона распределения случайной погрешности, что обеспечивает универсальность проводимого анализа погрешностей.

На рис. 1 приведены зависимости изменения относительной погрешности определения показателей ВСП δ от величины абсолютной погрешности измерения длительностей КИ Δ (на рисунке: 1 – коэффициент

флуктуации α ; 2 – SDNN; 3 – показатель Хёрста H ; 4 – HRV). Зависимости получены при следующих параметрах модельной последовательности длительностей КИ:

$RR_0=1000$ мс; $\gamma=30$ мс; интервал группирования гистограммы распределения длительностей КИ при вычислении геометрического показателя HRV был равен 8 мс.

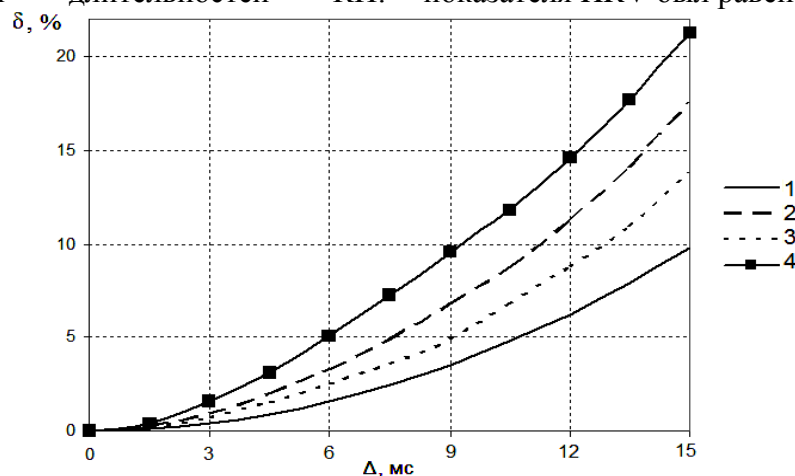


Рис. 1. Зависимости определения относительной погрешности измерения показателей ВСП δ от величины абсолютной погрешности измерения длительностей КИ

Большинство современных аппаратно-программных методов обнаружения характеристических точек биосигналов сердечного ритма обеспечивают методическую погрешность измерения длительностей КИ в условиях присутствия помех и шумов различной природы возникновения и интенсивности в диапазоне 6...9 мс [7, 8]. Для указанного диапазона погрешностей измерения длительностей КИ относительные погрешности определения рассматриваемых показателей ВСП не превышают 10%.

Коэффициент флуктуации, определяемый на основе применения флуктуационного анализа с устранением тренда, обладает наименьшей чувствительностью к погрешности измерения длительностей КИ, что позволяет рекомендовать флуктуационный анализ сердечного ритма к использованию в портативных кардиомониторах, к которым предъявляются жесткие требования по экономичности и габаритам при невысокой точности измерения длительностей КИ.

Библиографический список

1. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and Electrophysiology. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation and clinical use // *Circulation*. 1996. Vol. 93 (5). P. 1043-1065.
2. Баевский Р.М., Иванов Г.Г. Вариабельность сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения. М.: Медицина, 2000. 295 с.
3. Бутаков В., Граковский А. Оценка уровня стохастичности временных рядов произвольного происхождения при помощи показателя Херста // *Computer Modelling and New Technologies*. 2005. Vol. 9 (2). P. 27-32.
4. Peng C. K. Mosaic organization of DNA nucleotides // *Physiology Review E*. 1994. Vol. 49. P. 1685-1689.
5. Федотов А.А. Погрешности определения показателей нелинейной динамики сердечного ритма // *Измерительная техника*. 2013. № 5. С. 39-42.
6. Новицкий П. В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат, 1991. 304 с.
7. Калакутский Л. И., Федотов А.А. Погрешности определения спектральных показателей variability пульсового ритма // *Биомедицинская радиоэлектроника*. 2011. № 7. С. 61-65.

8. Friesen G.M. et al. A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 1990. Vol. 37 (1). P. 85–98.

Информация об авторах

Федотов Александр Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры лазерных и биотехнических систем, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: fedoaleks@yandex.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, цифровая обработка биосигналов, измерительные преобразователи биологической информации.

Акулов Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент кафедры лазерных и биотехнических систем, Самарский государственный аэрокосмический универ-

ситет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: sakulov1981@mail.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, исследование биоэлектрического импеданса, методы и средства диагностики сердечно-сосудистой системы человека.

Акулова Анна Сергеевна, магистрант, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: akulova_as@mail.ru. Область научных интересов: моделирование биотехнических систем, исследование биоэлектрической активности сердца.

ANALYSIS OF RANDOM UNCERTAINTIES OF HEART RATE VARIABILITY

© 2014 A.S. Akulova, A.A. Fedotov, S.A. Akulov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The article is devoted to analysis of random uncertainties of heart rate variability indices. The article contains the algorithm of Hurst indicator calculation based on RS-method and algorithm of calculation of fluctuation coefficient based on Detrended Fluctuation Analysis. The dependence between relative uncertainty of heart rate variability indices and absolute uncertainty of measurement of beat-to-beat intervals is estimated. The conclusion about sensitivity of heart rate variability indices used in the article to the uncertainty of measurement of beat-to-beat intervals is made.

Triangular index, Hurst indicator, fluctuation coefficient, model consequence, fiducial point, random uncertainty.

References

1. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and Electrophysiology. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation and clinical use // Circulation. 1996. Vol. 93 (5). P. 1043-1065.
2. Baevskiy R.M., Ivanov G.G. Variabelnost serdechnogo ritma: teoreticheskie aspekty i vozmoshnosti klinicheskogo primeneniya. [Heart rate variability: theoretical aspects and clinical applications]. Moscow: Medicina [Medicine], 2000. 295 p. (In Russ.)
3. Butakov V., Grakovskiy A. Ocenka urovnya stochastichnosti vremennykh ryadov proizvolnogo proischogdeniya pri pomoshi pokazatelya Hersta [Estimation of stochastic level of time series of arbitrary origin by using the Hurst index] // Computer Modelling and New Technologies. – 2005. – Vol. 9 (2). – P. 27-32. (In Russ.)

4. Peng C.K. Mosaic organization of DNA nucleotides // *Physiology Review E.* – 1994. – Vol. 49. – P. 1685–1689.
5. Fedotov A.A. Errors in the determination of indices of the nonlinear dynamics of the heart rate // *Springer: Measurement Techniques.* – 2013. – Vol. 56, Issue 5. – P. 524-528. (In Russ.)
6. Novitskiy P.V., Zograf I.A. Estimation of accuracy of measurement results. L.: Energoatomizdat [Energetics and atomic publisher], 1991. 304 p.
7. Kalakutskiy L.I., Fedotov A.A. Pogreshnosti opredeleniya spectralnykh pokazateley variabelnosti pulsovogo ritma [Uncertainty of determination of spectral parameters of pulse rate variability] // *Biomedicinskaya radioelektronika.* 2011 Vol. 7. P. 61–65.
8. Friesen G.M. et al. A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering.* 1990. Vol. 37 (1). P. 85–98.

About the authors

Fedotov Aleksandr Aleksandrovich, Candidate of Sciences (Technical Sciences), Associate Professor of the Department of Laser and Bioengineering Systems, E-mail: fedo-aleks@yandex.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, biosignal processing, transducers of biological information.

Akulov Sergey Anatolievich, Candidate of Sciences (Technical Sciences), Associate

Professor of the Department of Laser and Bioengineering Systems. E-mail: sakulov1981@mail.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, bioelectrical impedance, diagnostics of cardiovascular system.

Akulova Anna Sergeevna, Second Year Graduate Student, E-mail: akulova_as@mail.ru. Area of research: modeling of bioengineering systems, bioelectrical heart activity.

УДК 620.179.14 + 004.4

ОСОБЕННОСТИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КЛАСТЕРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

© 2014 А. И. Меркулов, А. Ю. Лавров, Д. С. Бурков

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В работе рассмотрены особенности моделирования кластера вихретоковых преобразователей с учётом их взаимного влияния. Показана необходимость учёта как суммарной напряжённости магнитных полей токовых элементов кластера вихретоковых преобразователей, так и результирующего сечения магнитных потоков каждого преобразователя, которое является конструктивно неограниченным.

Вихретоковый метод контроля, кластер электромагнитных преобразователей, численные методы расчёта электромагнитного поля.

Аналитические методы, известные в теории электромагнитного поля, позволяют проводить расчёты магнитных полей в некоторых частных случаях, при этом решение большинства практических задач связано с большими математическими трудностями и часто оказывается мало пригодным для инженерных целей [1]. Расчёт реальных систем методами теории поля обычно сводится к решению уравнений в частных производных, интегральных или интегро-дифференциальных уравнений. Решение таких уравнений в большинстве случаев возможно только численными методами, реализация которых без применения ЭВМ практически невозможна [2].

Методы вихретокового контроля перемещений и геометрии объектов контроля (ОК), выполненных из проводящих материалов, основаны на изменении начальной индуктивности L_n ортогональных накладных преобразователей (ПНО) в результате взаимодействия синфазных электромагнитных полей катушек ПНО и русла вихревых токов, наводимых на поверхности ОК. Величина L_n определяется магнитным потоком $\Phi_{пн}$, создаваемым током I_k проводниками в рабочем пространстве между преобразователем и ОК. При этом необходим учёт полевого взаимодействия нескольких ПНО, образующих кластер.

В большом классе задач моделирования электромагнитного взаимодействия вихретокового преобразователя и ОК можно принять допущение о квазистационарности электромагнитного поля в рабочем зазоре [3, 4]. Таким образом, поток $\Phi_{тэ}$ токовых элементов (ТЭ), образующих ПНО, в общем виде может быть определён как:

$$\Phi_{тэ} = \mu_0 \mu_r \int_{S_m} (\vec{H}, e_0) dS_m, \quad (1)$$

где $\vec{H} = (H_x, H_z)$ - напряжённость электромагнитного поля, создаваемого ТЭ в сечении S_m ; e_0 - единичный вектор положительной нормали к S_m . Для ПНО сечение S_m конструктивно неограниченно, что требует дополнительного анализа функций пространственного распределения \vec{H} в рабочем пространстве ПНО. Электромагнитное поле ПНО, имеющее трёхмерный характер функций пространственного распределения, удобно представить в виде элементарных трубок Φ_i магнитного потока малого сечения $\Delta S_m = \Delta b_s \Delta h_z$, где Δb_s - ширина, а Δh_z - высота магнитной трубки потока $\Phi_{пн}$. Площадь сечения магнитного потока может быть вычислена как $S_m = m_y m_z \Delta S_m$, где m_y, m_z - количество трубок магнитного потока, учитываемых вдоль осей Y и Z . В пределах малого сечения ΔS_m в плоскости YZ напряжён-

ность поля $(\vec{H}, \vec{e}_0) = \vec{H}_x$; поле считаем однородным и принимаем $\vec{H}_x = \text{const}$.

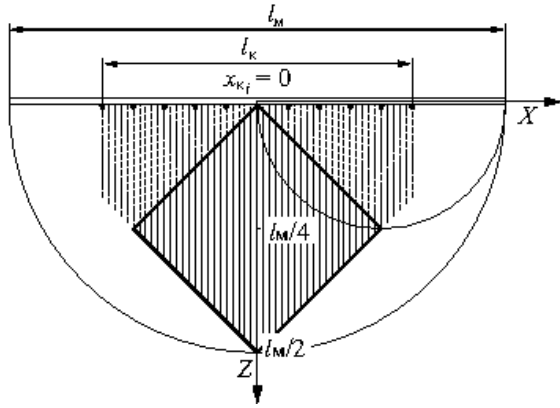
Разбиение $\Phi_{TЭ}$ на элементарные трубки магнитного потока позволяет представить выражение (1) в виде суммы:

$$\Phi_{TЭ} = \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{t_z, t_y} = \mu_0 \mu_r \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} H_{x, t_z, t_y} \Delta S_M \quad (2)$$

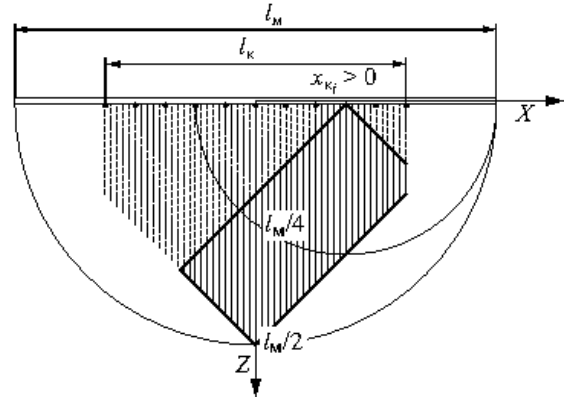
где $\Phi_t = \mu_0 \mu_r H_{x, t} \Delta S_M$ — магнитный поток $t_{z,y}$ -й элементарной трубки. Размеры ПНО $l_M > b_M \gg d_M$.

Выражение (2) позволяет определить магнитный поток, создаваемый одиночным ТЭ. Кластер ПНО включает большое количество ТЭ ($n_x \times n_y$), расположенных в плоскости XU . Для учёта взаимного влияния ТЭ друг на друга представим магнитный поток i -го ТЭ в виде суммы магнитного потока Φ_{c_i} , создаваемого собственно i -м ТЭ, и магнитных потоков $\sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \Phi_{m_{ij}}$, создаваемых j -ми ТЭ и охватывающих i -й ТЭ:

$$\Phi_{TЭi} = \Phi_{c_i} + \sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \Phi_{m_{ij}}$$



а)



б)

Рис. 1. Графическая иллюстрация к расчёту количества учитываемых вдоль оси Z трубок магнитного потока

$$m_{z_i} = \frac{0.5l_M - |x_{K_i}|}{\Delta h_z}, \quad (3)$$

где x_{K_i} — координата i -го ТЭ; Δh_z — высота поперечного сечения ΔS_M одиночной трубки магнитного потока. Количество $m_{z_{ij}}$ трубок магнитного потока, создавае-

При расчёте количества m_z трубок магнитных потоков ТЭ считаем, что магнитные трубки замыкаются на магнитопроводе длиной l_M . Это позволяет ограничить сечение S_M потока $\Phi_{TЭi}$ вдоль оси Z координатой $h_z \leq (l_M/2 - |x_{K_i}|)$, где $|x_{K_i}|$ — координата i -го ТЭ вдоль оси X .

На рис. 1 а, б показана графическая иллюстрация к расчёту количества трубок магнитных потоков $\Phi_{TЭi}$, учитываемых вдоль оси Z . Сечения S_{M_i} показаны в виде проекций на плоскость XZ . Дугами показаны трубки магнитных потоков среднего $\Phi_{TЭ}(x_M = 0)$ и соседнего $\Phi_{TЭ}(x_M > 0)$ ТЭ. Из рис. 1, а видно, что наибольшее удаление от магнитопровода ($h_z = l_M/2$) имеет средний ТЭ ($x_M = 0$). Непрерывными линиями проекций S_M показаны магнитные трубки $\Phi_{m_{ij}}$ соседних ТЭ, охватывающие средний ТЭ. По аналогии, на рис. 1, б показаны S_M трубок магнитных потоков ТЭ, смещённого к краю магнитопровода ($x_M > 0$).

Таким образом, количество трубок магнитного потока Φ_{s_i} , создаваемого i -м ТЭ, равно:

мых j -м ТЭ и охватывающих i -й ТЭ, зависит от взаимного расположения ТЭ и составляет:

$$m_{z_{ij}} = m_{z_j} - \frac{|x_{K_j} - x_{K_i}|}{\Delta h_z}, \quad (4)$$

где m_{zj} - количество учитываемых магнитных трубок j -го ТЭ. m_{zij} трубок образуют часть собственного магнитного потока Φ_{cj} j -го ТЭ, количество трубок которого вычисляется по формуле (3). Из выражения (4) видно, что поток Φ_{mij} существует, если $m_{zij} > 0$.

Вдоль оси Y электромагнитное поле, создаваемое ТЭ, конструктивно неограниченно, что требует определения ширины b_s магнитного потока с учётом взаимодействия ТЭ кластера.

Известен метод зеркальных изображений, в котором проводящая среда мысленно заменяется проводником с током $I_k = -I'_k$, представляющим собой зеркальное отражение исходного проводника [5]. Поле проводника с током I'_k симметрично полю исходного проводника. При этом для линии, образованной равноудалёнными от проводников точками, выполняется условие:

$$\vec{H}_x = \vec{H}'_x, \tag{5}$$

где \vec{H}_x, \vec{H}'_x — напряжённости соседних ТЭ в точке, равноудалённой от них. Симметрия функций распределения напряжённостей \vec{H}_x, \vec{H}'_x в рабочем пространстве позволяет рассматривать электромагнитное взаимодействие соседних ТЭ как взаимное отражение электромагнитных полей. При этом поверхность, удовлетворяющая условию (5), рассматривается как граница сечений магнитных потоков соседних ТЭ.

Проводник $b_{ш} \rightarrow \infty$ создаёт в окружающем пространстве плоскопараллельное электромагнитное поле, так что на границе ТЭ напряжённости силовых линий соседних трубок магнитных потоков равны между собой. Пользуясь принципом суперпозиции, для ТЭ расположенных справа и слева от k и $(k+1)$ ТЭ, запишем:

$$\sum_{-\infty}^k \vec{H}_x = \sum_{k+1}^{\infty} \vec{H}_x. \tag{6}$$

При этом, в силу плоскопараллельного характера распределения поля в окружающем

проводник пространстве, проекция силовых линий поля на плоскость YZ расположена под углом $\varphi_m = 0$ к нормали, проведённой к оси проводника (рис. 2). Будем использовать указанную концепцию взаимного влияния полей ТЭ, образующих дискретную токовую шину, для расчёта магнитных потоков соседних ПНо кластера, для которых в качестве условия определения положения границ сечений S_m магнитных потоков ТЭ принимаем следующее равенство, записанное по аналогии с (6):

$$\sum_{i=1}^p H_{xi} = \sum_{i=p+1}^{n_y} H_{xi}, \tag{7}$$

где n_y - количество ПНо, образующих дискретную токовую шину; p — порядковый номер ПНо в кластере.

Расчёт углового φ_m положения силовых линий электромагнитного поля дискретной шины $b_{ш}$ с использованием условия (7) показывает, что проекции магнитных трубок, расположенных на границе ТЭ, отклоняются в сторону внешних ТЭ. Для упрощения расчёта S_m аппроксимируем проекции магнитных трубок прямыми линиями вида:

$$y_{si} = y_{sn} + h_z \operatorname{tg} \varphi_m,$$

где $y_{sn} = y_{ki} + b_m/2$ - координата положения граничных силовых линий \vec{H}_x при $h_z = 0$, которая определяется конструктивным размером b_m и координатой y_{ki} ТЭ в дискретной шине; φ_m — угловое положение граничной силовой линии в плоскости YZ относительно нормали к поверхности шины.

Аппроксимируя расчётное положение силовых линий \vec{H}_x методом наименьших квадратов, получим:

$$\operatorname{tg} \varphi_m = \frac{m_z \sum_1^{m_z} h_{zi} y_{si} - \sum_1^{m_z} h_{zi} \sum_1^{m_z} y_{si}}{m_z \sum_1^{m_z} h_{zi}^2 - (\sum_1^{m_z} h_{zi})^2},$$

где m_z - количество трубок магнитного потока, учитываемых вдоль оси Z . На рис. 2 показано положение и изменение размеров сечения S_m ТЭ в зависимости от его размещения в кластере.

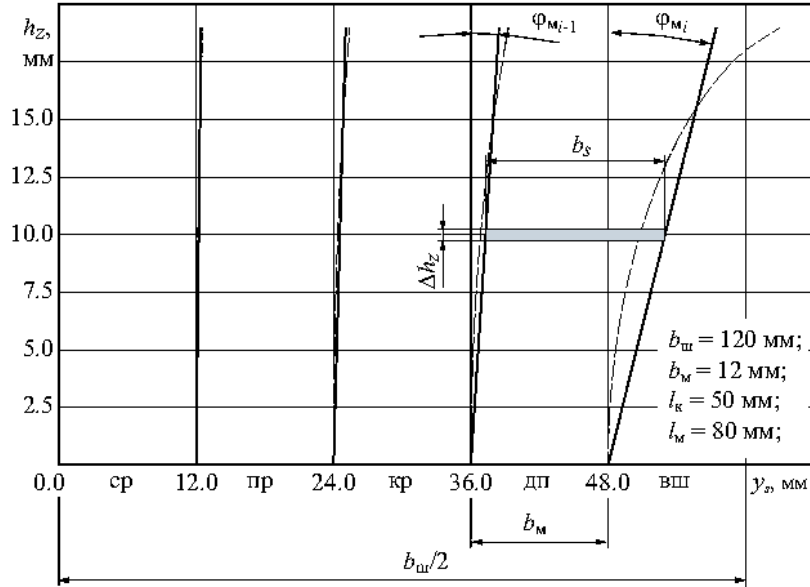


Рис. 2. Изменение ширины b_s сечения магнитного потока ТЭ ПНО кластера

С учётом суммирования трубок магнитного потока для i -го ТЭ получим:

$$\Phi_{TЭi} = \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{c_i t_z t_y} + \sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{M_{ij} t_z t_y},$$

где $\Phi_{c_i t_z t_y}$ - магнитный поток t_z, t_y -й элементарной трубки, создаваемый i -м ТЭ; $\Phi_{M_{ij} t_z t_y}$ - магнитный поток j -го ТЭ, охватывающий i -й ТЭ; $t_{z0} = m_z i - m_z j$ - порядковый номер трубки магнитного потока j -го ТЭ, начиная с которой $\Phi_{M_{ij} t_z t_y}$ охватывает i -й ТЭ. Каждый преобразователь дискретной токовой шины включает n_x ТЭ, поэтому магнитный поток ПНО вычисляется как:

$$\Phi_{nх} = \sum_{i=1}^{n_x} \left(\sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{c_i t_z t_y} + \sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{M_{ij} t_z t_y} \right), \quad i \neq j.$$

Полученное выражение позволяет вычислить начальную индуктивность ПНО как

$$L_H = \Phi_{nх} / I_K; \quad (8) \quad L_H = \sum_{i=1}^{n_x} \left(\sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{c_i t_z t_y} + \sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \sum_{t_z=1}^{m_z} \sum_{t_y=1}^{m_y} \Phi_{M_{ij} t_z t_y} \right) / I_K$$

Выражение (8) показывает, что L_H зависит не только от суммарного значения напряжённости H_x возбуждающего элек-

ромагнитного поля, но и от величины сечения S_M ПНО.

Разработанный алгоритм расчёта L_H кластера ПНО условно можно разбить на две части: а) расчёт углового φ_M положения границ сечений S_M ; б) собственно вычисление начальной индуктивности L_H ПНО. В качестве исходных данных вводятся геометрические параметры кластера: ширина $b_{ш}$ и длина l_K , а также количество n_x, n_y ТЭ вдоль осей системы координат.

Алгоритм определения положения граничной линии \vec{H} включает в себя расчёт суммарных значений тангенциальной составляющей напряжённости поля в начальной точке y_{s0} и точке $y_s = y_{s0} + \Delta y_s$ (точки a и b). Выбор малого шага Δy_s позволяет для расчёта координаты y_s использовать линейное приближение в виде:

$$y_s = y_s^{(a)} + \left(H_x - \sum_{i=1}^p H_x^{(a)} \right) \frac{\Delta y_s}{\sum_{i=1}^p H_x^{(b)} - \sum_{i=1}^p H_x^{(a)}},$$

где H_x - текущее линейное приближение функций изменения напряжённости магнитного поля вдоль ТЭ, для вычисления которой воспользуемся выражением:

$$H_x = \frac{\Delta H_x^{(n)} \sum_{i=1}^p H_x^{(a)} - \Delta H_x^{(1)} \sum_{i=p+1}^{n_y} H_x^{(a)}}{\Delta H_x^{(n)} - \Delta H_x^{(1)}},$$

где $\Delta H_x^{(i)} = \sum_{i=1}^p H_{x_i}^{(b)} - \sum_{i=1}^p H_{x_i}^{(a)}$, $\Delta H_x^{(n)} = \sum_{i=p+1}^{n_y} H_{x_i}^{(b)} - \sum_{i=p+1}^{n_y} H_{x_i}^{(a)}$ - изменения тангенциальных составляющих напряжённости полей, создаваемых ТЭ дискретной шины, расположенными справа и слева от точки y_{s0} . Для вычисления последующих приближений y_s используем метод дихотомии, переопределяя точки (a) и (b) по правилу: 1) $b \rightarrow a'$; 2) b' - соответствует координате y_s текущего приближения. При этом $\Delta y_s' \approx \Delta y_s / 2$. Условие (7) представим в виде выражения

$$\left| \sum_{i=1}^p H_{x_i} - \sum_{i=p+1}^{n_y} H_{x_i} \right| \leq \varepsilon, \quad (9)$$

которое используем в качестве критерия завершения итераций. Здесь ε - малое положительное число, при достижении которого считаем выполненным условие (9). Количество итераций, необходимых для определения координаты y_s , зависит от выбора величины ε и составляет $\log_2 1/\varepsilon$ [6]. Предварительный расчёт углового положения граничных линий сечений магнитных потоков Пно кластера показал, что наибольшая погрешность аппроксимации силовой линии \vec{H} не превышает $6,7 \cdot 10^{-4}$ А/м, поэтому выбираем $\varepsilon = 10^{-5}$. При этом для расчёта координаты y_s требуется не более 17 итераций. Для определения положения силовой линии \vec{H} расчёт повторяется m_z раз. Цикл завершается при обходе всех $n_x \times n_y$ ТЭ Пно кластера. Таким

образом, общее количество итераций, необходимых для расчёта, составляет:

$$N_{\varphi} = (n_x n_y) \left(m_z \log_2 \frac{1}{\varepsilon} \right).$$

Расчёт L_n Пно кластера включает вычисление магнитных потоков создаваемых i -м ТЭ Пно

$$\Phi_{c_i} = \mu_0 \mu_r \Delta S_m \sum_{t_z=1}^{m_{zi}} \sum_{t_y=1}^{m_{yi}} H_{x_{it_z t_y}}(y, z) \quad (10)$$

и магнитного потока, создаваемого соседними ТЭ

$$\Phi_{m_i} = \mu_0 \mu_r \Delta S_m \sum_{j=1}^{(n_x-1)n_y} \sum_{t_z=t_{z0}}^{m_{zj}} \sum_{t_y=1}^{m_{yj}} H_{x_{ij t_z t_y}}(y, z) \quad (11)$$

и охватывающего i -й ТЭ. Суммируя магнитные потоки Φ_{c_i} , Φ_{m_i} для каждого ТЭ Пно, определяем начальную индуктивность преобразователя:

$$L_n = \sum_{i=1}^{n_x} (\Phi_{c_i} + \Phi_{m_i}) / I_k. \quad (12)$$

Сравнение выражений (10), (11) и (12) показывает, что магнитный поток Φ_{m_i} значительно превышает Φ_{c_i} и определяет величину результирующего магнитного потока Пно.

Таким образом, при компьютерном моделировании характеристик Пно необходимо учитывать как суммарные \vec{H}_x полей ТЭ каждого Пно, так и результирующее сечение магнитных потоков Пно, которое является конструктивно неограниченным.

Библиографический список

1. Меркулов А. И., Лавров А. Ю., Халиуллина И. Р. Влияние фазовых сдвигов на топологию полей матричных преобразователей. // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: материалы Всероссийской НТК 25-27 мая 2010 г., г. Самара / Под ред. М. Н. Пиганова. Самара: Изд-во СГАУ, 2010. С. 46-47.
2. Курбатов А. П., Аринчин С. А. Численный расчёт электромагнитных полей. М.: Энергоатомиздат, 1984. 168 с.
3. Веников В. А., Веников Г. В. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам энергетики). М.: Высш. шк., 1984. 439 с.
4. Краевые характеристики в задачах электродинамики / Кравченко А. Н.; Отв. редактор Шидловский О. К.; АН УССР, Ин-т электродинамики. Киев.: Наук. думка, 1989. 224 с.
5. Тозони О. В., Майергойз И. Д. Расчёт трёхмерных электромагнитных полей. Киев: Техника, 1974. 352 с.

6. Aho A., Hopcroft J., Ullman J. The Design and Analysis of Computer Algo-

rithms. Addison-Wesley, Reading, MA. 1974.

Информация об авторах

Меркулов Алексей Иванович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры электротехники, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: onil5@ssau.ru. Область научных интересов: электромагнитный неразрушающий контроль.

Лавров Андрей Юрьевич, кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники, Самарский государственный аэрокосмический университет

имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: andrey.lavroff@gmail.com. Область научных интересов: электромагнитный неразрушающий контроль.

Бурков Дмитрий Сергеевич, студент, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет).

E-mail: sir@samtel.ru. Область научных интересов: электромагнитный неразрушающий контроль.

FEATURES COMPUTER SIMULATION CLUSTER CHARACTERISTICS ELECTROMAGNETIC CONVERTERS

© 2014 A.I. Merkulov, A.Yu. Lavrov, D.S. Burkov

Samara State Aerospace University, Samara, Russia Federation

The paper discusses the features of the cluster modeling of eddy current probes, taking into account their mutual influence. The necessity of taking into account both the total intensity of the magnetic fields of the current cluster members eddy current probes, and the resulting cross-section of the magnetic fluxes of each transducer, which is structurally unrestricted.

Eddy current inspection method, cluster electromagnetic transducers, numerical methods dy calculation of the electromagnetic field.

References

1. Merkulov A.I, Lavrov A., Khaliulina I.R. Influence of phase shifts on the field topology matrix inverter. // Actual problems of electronics and telecommunications: Materials of All-Russian STC 25-27 May 2010, Samara / Ed. M.N Piganova. Samara State Aerospace University Publ, 2010. P. 46-47.(In Russ.)

2. Kurbatov A.P, Arinchin S.A. Numerical calculation of electromagnetic fields. - Energoatomizdat, 1984. 168 p.

3. Venikov V.A., Venikov G.V. Similarity Theory and simulation (as applied to the problems of energy). M.: Higher. wk., 1984. 439 p.

4. Boundary characteristics in the problems of electrodynamics / Kravchenko, AN; Ans. Editor Shidlovskii OK; Ukrainian Academy of Sciences, Institute of electrodynamics. Key s.: Science. Dumka, 1989. 224p.

5. Tosoni O.V. Mayergoz I. D. Calculation of three-dimensional electromagnetic fields.

Kiev: Technology, 1974. 352 p.

6. Aho A., Hopcroft J., Ullman J. The Design and Analysis of Computer Algo-

rithms. Addison-Wesley, Reading, MA. 1974.

About the authors

Merkulov Alexei Ivanovich, Doctor of Sciences (Engineering), Professor, Professor of the Department of Electrical Engineering. E-mail: oni15@ssau.ru. Area of research: the electromagnetic non-destructive testing.

Lavrov Andrew Yurevich, Candidate of Sciences (Engineering), Assistant professor of the Department of Electrical En-

gineering. E-mail: andrey.lavroff@gmail.com. Area of research: the electromagnetic non-destructive testing.

Burkov Dmitry Sergeevich, student. E-mail: sir@samtel.ru. Area of research: the electromagnetic non-destructive testing.

ОСНОВЫ ОПТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ ИНФОРМАТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СЛОЖНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

© 2014 В.Н. Нестеров, Д.В. Нестеров
Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В работе изложены теоретические основы оптических измерений информативных составляющих сложных перемещений на основе метода многомерных тестовых объектов.

Оптические измерения, многокомпонентные перемещения, многомерные тестовые объекты, формализация построения моделей.

Проблема неселективности измерительных преобразователей к информативным компонентам сложных перемещений подвижных объектов, сформулированная ещё в работах [1-3], является препятствием использования традиционных оптических средств измерения для определения составляющих сложных перемещений подвижных объектов. Решение проблемы лежит в плоскости системного подхода. Во многих случаях системный подход связывают с организацией в системе информационной избыточности. Способы обеспечения информационной избыточности довольно различны. Например, некорректная задача восстановления координат объекта по его плоскому изображению может быть решена за счёт использования бинокулярных систем технического зрения [4]. Практически все известные методы повышения точности измерительных систем, за исключением консервативных, также базируются на том или ином способе организации информационной избыточности (структурном или временном). В данном случае основой решения поставленных задач является оптический метод измерения, основанный на применении многомерных тестовых объектов [5].

Цель метода – по плоскому изображению перемещающегося объекта восстановить реальные значения информативных составляющих перемещений вопреки известной некорректности данной задачи.

Сущность метода многомерных тестовых объектов сводится к тому, что для обес-

печения процесса измерения информативных составляющих перемещений контролируемого объекта оптическим методом с объектом связывается распределённый в пространстве контрольный объект, обладающий известными с высокой точностью геометрическими параметрами, которые используются в процессе реализации метода в качестве мер [6]. Особенностью метода является то, что параметры многомерного тестового объекта отражают многомерность контролируемых перемещений и функционально связываются с ними в процессе формирования соответствующих измерительно-вычислительных алгоритмов. Перечислим методообразующие признаки метода многомерных тестовых объектов:

1. Наличие (возможность сформировать) системы из n уравнений, асимметричных относительно информативных компонентов $x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau) \quad k \in \{x, y, z\}$ – множество координатных составляющих перемещений соответствующих точек изображения тестового объекта:

$$\left. \begin{aligned} Y_1(r, \tau) &= \Psi_1 \{ F_1 \{ x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk} \} \}; \\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ Y_n(r, \tau) &= \Psi_n \{ F_p \{ x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk} \} \}; \end{aligned} \right\} (1)$$

$$(n \geq p \geq 2),$$

$$F_1 \{ x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk} \} \neq \dots \neq F_p \{ x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk} \}, (2)$$

где $Y_1(r, \tau), \dots, Y_n(r, \tau)$ – функции перемещений соответствующих точек изображения

контролируемого объекта относительно вы-
бранных(ой) на изображении точек(чки) от-
счёта;

$F_1\{x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk}\}, \dots,$
 $F_p\{x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk}\}$ – много-
компонентные векторные функции множе-
ства составляющих их информативных ком-
понентов $x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau)$ и компонен-
тов L_{1k}, \dots, L_{qk} k -й координатной составля-
ющей L_k многомерного тестового объекта
(многомерного теста) L .

2. Реализуемость специальных изме-
рительно-вычислительных алгоритмов:

$$\left. \begin{aligned} x_{1k}(r, \tau) &= f_1\{Y_1(r, \tau), \dots, Y_n(r, \tau)\}; \\ &\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots \\ x_{pk}(r, \tau) &= f_p\{Y_1(r, \tau), \dots, Y_n(r, \tau)\}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

условием существования которых, при не-
прерывности и дифференцируемости
 $Y_1(r, \tau), \dots, Y_n(r, \tau)$ во всём диапазоне изме-
рения, является неравенство нулю Якобиана:

$$\det \left[\frac{\partial Y_i(r, \tau)}{\partial x_{jk}(r, \tau)} \right] \neq 0 \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, p}. \quad (4)$$

Условие (4) обеспечивается реализа-
цией «асимметрии» величин
 $Y_1(r, \tau), \dots, Y_n(r, \tau)$ относительно составля-
ющих их компонентов L_{1k}, \dots, L_{qk} и
 $x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau)$, которая выражена не-
равенством (2).

Очевидно, что при использовании од-
ноканальной оптической системы функции
коэффициенты ψ_1, \dots, ψ_n одинаковы. Введём
коэффициент передачи оптического преоб-
разователя σ . Тогда система уравнений (1)
может быть записана в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} Y_1(r, \tau) &= \sigma \{F_1\{x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk}\}\}; \\ &\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots \\ Y_n(r, \tau) &= \sigma \{F_p\{x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk}\}\}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$(n \geq p \geq 2)$.

Опираясь на приведённые в работе [6]
положения о многокомпонентной физиче-

ской величине и многомерном тестовом объ-
екте, определим вид функции F связи ин-
формативных компонентов

$x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau)$ и компонентов
 L_{1k}, \dots, L_{qk} k -й координатной составляю-
щей L_k многомерного теста L в модели (5):

$$F_{ik}\{x_{1k}(r, \tau), \dots, x_{pk}(r, \tau), L_{1k}, \dots, L_{qk}\} =$$

$$= \sum_k^{\{x, y, z\}} \sum_{u=1}^q v_{iuk} L_{iuk} + \sum_k^{\{x, y, z\}} \sum_{j=1}^p \eta_{ijk} x_{ijk}(r, \tau), \quad (6)$$

где i – порядковый номер функции связи;
 $k \in \{x, y, z\}$ – множество координатных со-
ставляющих; u – порядковый номер компо-
нентов многокомпонентного теста L_{iuk} ; j –
порядковый номер информативных компо-
нентов k -й координатной составляющей
многокомпонентного перемещения $X_k(r, \tau)$;
 $v_{iuk} \in [0, 1]$ – весовые коэффициенты, отра-
жающие отсутствие – 0 или наличие – (0,1]
соответствующей компоненты многокомпо-
нентного теста L_{iuk} в модели (6); $\eta_{ijk} \in [0, 1]$ –
весовые коэффициенты, отражающие отсут-
ствие – 0 или наличие – (0,1] соответствую-
щей информативной компоненты $x_{ijk}(r, \tau)$ в
модели (6).

Механизм комбинирования коэффици-
ентов $v_{iux} \in [0, 1], v_{iuy} \in [0, 1], v_{iuz} \in [0, 1],$
 $\eta_{ijx} \in [0, 1], \eta_{ijy} \in [0, 1], \eta_{ijz} \in [0, 1]$ в области
их определения позволяет, сохраняя универ-
сальный характер модели (6), адаптировать
её к конкретным задачам.

Любое перемещение, в том числе и
многокомпонентное, описывается в соответ-
ствии с законами и положениями векторной
алгебры. При рассмотрении проекции век-
торных величин на плоскость и введении
специальных соглашений, основывающихся
на законах векторной алгебры, можно суще-
ственно упростить процесс синтеза сложных
математических моделей, входящих в систе-
мы уравнений (1) или, соответственно, (5), и
сделать её формальным. Для этого введём
специальные коэффициенты $\xi_{iuk}, \zeta_{iuk}, \gamma_i,$
принимаяющие значения в соответствии со
следующими соглашениями:

$$\xi_{luk}, \zeta_{ijk} = \begin{cases} +1, \text{ если проективекторы } \mathbf{L}_{luk}, \mathbf{x}_{ijk} \\ \text{совпадают направлением соответ-} \\ \text{ствующей оси координат} \\ -1, \text{ если проективекторы } \mathbf{L}_{luk}, \mathbf{x}_{ijk} \\ \text{не совпадают направлением} \\ \text{соответствующей оси координат} \\ 0, \text{ если соответствующая} \\ \text{компонента отсутствует} \end{cases}; \quad (7)$$

$$\gamma_i = \begin{cases} +1, \text{ если проективекторы } \mathbf{Y}_i(\mathbf{r}, \tau) \\ \text{совпадают направлением соответ-} \\ \text{ствующей оси координат} \\ -1, \text{ если проективекторы } \mathbf{Y}_i(\mathbf{r}, \tau) \\ \text{противоположны направлению} \\ \text{соответствующей оси координат} \end{cases}. \quad (8)$$

Тогда система уравнений (5) может быть записана в следующей скалярной форме:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 Y_1(\tau) &= \sigma \left\{ \sum_k \sum_{u=1}^q \xi_{luk} v_{luk} L_{luk} + \sum_k \sum_{j=1}^p \zeta_{1jk} \eta_{1jk} x_{jk}(\tau) \right\}; \\ &\dots \dots \dots \\ \gamma_n Y_n(\tau) &= \sigma \left\{ \sum_k \sum_{u=1}^q \xi_{nuk} v_{nuk} L_{luk} + \sum_k \sum_{j=1}^p \zeta_{nj k} \eta_{nj k} x_{jk}(\tau) \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$(n \geq p \geq 2)$,

где $Y_1(\tau), \dots, Y_n(\tau)$ – расстояния от выбранных на чувствительной плоскости приёмника изображения точек начала отсчёта (меток) до i -х точек изображения контролируемого объекта [7].

Приведём систему уравнений (9) по форме к виду (1):

$$\left. \begin{aligned} Y_1(\tau) &= -\gamma_1 \sigma \left\{ \sum_k \sum_{u=1}^q \xi_{luk} v_{luk} L_{luk} + \sum_k \sum_{j=1}^p \zeta_{1jk} \eta_{1jk} x_{jk}(\tau) \right\}; \\ &\dots \dots \dots \\ Y_n(\tau) &= -\gamma_n \sigma \left\{ \sum_k \sum_{u=1}^q \xi_{nuk} v_{nuk} L_{luk} + \sum_k \sum_{j=1}^p \zeta_{nj k} \eta_{nj k} x_{jk}(\tau) \right\}, \end{aligned} \right\} \cdot \quad (10)$$

$(n \geq p \geq 2)$.

Условие (4) существования соответствующих измерительно-вычислительных алгоритмов, получаемых из (10), будет выглядеть следующим образом:

$$\det \left[\frac{\partial Y_i(\tau)}{\partial x_{jk}(\tau)} \right] \neq 0 \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, p}. \quad (11)$$

Решая систему уравнений (10) относительно $x_{1k}(\tau), \dots, x_{pk}(\tau)$, можем записать соответствующие измерительно-вычислительные алгоритмы в виде:

$$\left. \begin{aligned} x_{1k}(\tau) &= f_1 \{ Y_1(\tau), \dots, Y_n(\tau) \}; \\ &\dots \dots \dots \\ x_{pk}(\tau) &= f_p \{ Y_1(\tau), \dots, Y_n(\tau) \}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Данные алгоритмы могут содержать знак «-» перед аналитическим выражением, наличие которого несёт соответствующее информационное содержание, обусловленное принятыми ранее соглашениями (7) и (8). В частности «-» перед значением соответствующей компоненты $x_{jk}(\tau)$ говорит о направлении вектора перемещения, противоположном направлению соответствующей координатной оси.

Представленные основы метода многомерных тестовых объектов являются базой для построения оптических информационно-измерительных систем определения составляющих сложных многокомпонентных перемещений подвижных объектов, позволяя в рамках метода решать некорректную задачу восстановления реальных координат движущегося объекта по его плоскому изображению. Примеры реализации метода представлены в работах [6, 7].

Как следует из положений представленного метода, существенную роль для его реализации играют модели многокомпонентных перемещений, используемые в процессе построения систем уравнений (1), (5), (10). Аппарат построения таких моделей, основанный на базовых положениях концепции векторной многокомпонентной физической величины [1-3], принципиально необходим для решения проблемы измерения. Ещё одной оригинальной особенностью названных моделей является наличие в них новых математических объектов $\mathbf{L}_{1k}, \dots, \mathbf{L}_{qk}$, отражающих использование нового физического объекта, получившего название тестового. Использование таких объектов в рассматриваемых моделях обусловлено необходимостью наращивания их информационной избыточности, переходящей в качество получаемой в процессе реализации метода

многомерных тестовых объектов измерительной информации. Однако вопросы генерирования многомерных тестовых объектов, их классификации, области существования, оптимизации количества их информационных составляющих, вопросы влияния их вида на качество и количество получаемой в процессе измерения информации до настоящего времени почти не поднимались. Поэтому следующие шаги в развитии данного научного направления целесообразно направить в указанных направлениях.

В работе [6] отмечено, что в зависимости от размерности модели тестовый объект может быть одномерным или многомерным. Проводя аналогию между информативными параметрами (составляющими) многомерного тестового объекта и информативными составляющими сложных перемещений, составляющие многомерных тестов или их проекции на координатные оси можно рассматривать как многокомпонентные величины – многокомпонентные тесты, составляющие которых в моделях многокомпонентных перемещений также являются векторными величинами. Соответственно, общая методика формирования многокомпонентных тестов и функции связи их компонентов с моделируемыми величинами подпадают под основные положения концепции векторных многокомпонентных физических величин, которые могут быть сформулированы следующим образом:

- многомерные многокомпонентные тесты рассматриваются как функции множества составляющих их информативных компонентов;

- функции связи названных компонентов в моделях многокомпонентных тестов определяются законами векторной алгебры;

- модели векторных многомерных многокомпонентных тестов допускают многовариантность представления указанных составляющих в зависимости от решаемой задачи.

Рассмотрим примеры формирования многокомпонентных тестов на основе одномерных и многомерных тестовых объектов.

На рис. 1 показан одномерный тестовый объект в виде отрезка АВ. Его можно рассматривать как одномерный однокомпо-

нентный или как одномерный многокомпонентный объект.

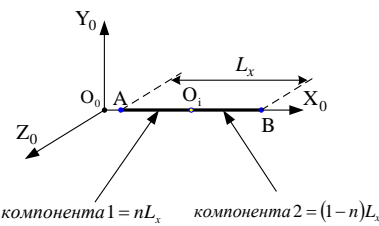


Рис. 1. Одномерный тестовый объект

В первом случае учитывается то, что отрезок АВ размещён вдоль оси O_0X_0 , проецируется на плоскость $O_0Y_0Z_0$ в точку и имеет один образцовый геометрический параметр – длину L_x . Во втором случае рассматриваются два образцовых параметра:

$$AO_i = nL_x; O_iB = (1-n)L_x, n \in (0, 1) \quad (13)$$

Соответственно, каждый из обозначенных параметров может участвовать в формировании модели (10).

На рис. 2 показан многомерный тестовый объект в виде крестообразной фигуры ABCD. Фигура расположена в плоскости $O_0X_0Y_0$.

На ней обозначены следующие образцовые параметры (тесты), являющиеся информативными параметрами данного многомерного тестового объекта:

$$AB = L_{ABx} \text{ и } CD = L_{CDy};$$

$$(14) AO_i = nL_{ABx} \text{ и } BO_i = (1-n)L_{ABx}, \quad (n = 0,5);$$

$$(15) CO_i = nL_{CDy} \text{ и } DO_i = (1-n)L_{CDy}, \quad n = 0,5;$$

$$(16) EB = (1-n)L_{ABx} \text{ и } FD = (1-n)L_{CDy}, \quad (n = 0,75).$$

$$(17)$$

В моделях (6), (9) и (10) весовые коэффициенты $v_{iuk} \in [0,1]$ и $v_{iux} \in [0,1], v_{iuy} \in [0,1], v_{iuz} \in [0,1]$ являются аналогами коэффициентов n и $(1-n)$ в соотношениях (13) – (17). В соответствии с положениями методики формирования многокомпонентных тестов они определяют модуль соответствующей компоненты многомерного тестового объекта. Положительное направление вектора соответствующей компоненты многокомпонентного тестового объекта в формируемых моделях определяется в соответствии с соглашением (7).

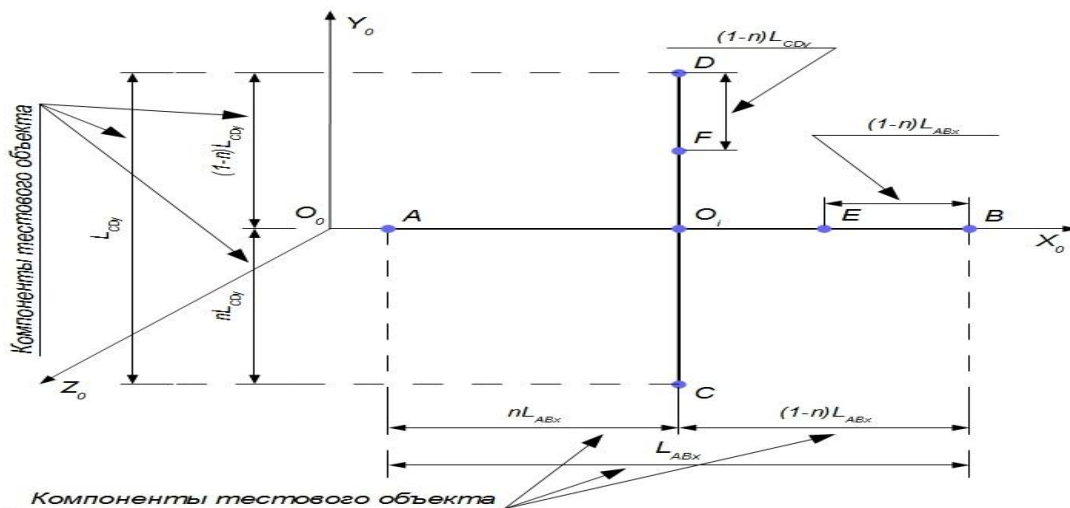


Рис. 2. Многомерный тестовый объект

Таким образом, приведённый в работе аппарат формального построения моделей (6) позволяет автоматически включить в этот процесс встраивание в них информативных составляющих многокомпонентных многомерных тестов, что делает процедуру реализации метода измерения логически завершённой. Несмотря на многие вопросы, раскрытые здесь и в работах, на которые даны

ссылки, проблемы формирования многомерных тестов, их классификации, оптимизации количества и качества в моделях, о которых говорилось во второй части настоящей работы, ещё предстоит рассмотреть. И в этой связи вторая часть статьи носит в значительной степени постановочный характер, определяя направление дальнейших исследований.

Библиографический список

1. Нестеров В.Н. Принципы измерений векторных многокомпонентных физических величин // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2003. №2-3. С.92-98.
2. Нестеров В.Н. Теоретические основы измерений составляющих векторных многокомпонентных физических величин // Труды III международной конференции «Идентификация систем и задачи управления». 28-30 января 2004. М.: ИПУ им. В.А. Трапезникова РАН, 2004. С.1691-1700.
3. Нестеров В.Н. Теоретические основы измерений составляющих векторных многокомпонентных физических величин // Измерительная техника. 2004. №7. С.12-16.
4. Фу К., Гонсалес Р., Ли К. Робототехника: Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 624 с.
5. Нестеров В.Н., Мещанов А.В. Математические модели векторных многокомпонентных физических величин и метод многомерных тестов в оптических измерительных системах // Измерительная техника. 2006. №12. С.10-13.
6. Нестеров В.Н., Мухин В.М., Мещанов А.В. Метод многомерных тестовых объектов в оптических измерительных системах / Под ред. В.Н. Нестерова. Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2013. 224 с.
7. Нестеров В.Н., Мещанов А.В., Мухин В.М. Способ измерения компонентов сложных перемещений объекта. Пат. 2315948 РФ, МПК G 01 B 11/00. №2006114270/28; заявл. 26.04.2006; опубл. 27.01.2008, Бюл. №3.

Информация об авторах

Нестеров Владимир Николаевич, доктор технических наук, профессор кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П.Королева (национальный исследовательский университет). E-mail: nesterov.ntc@gmail.com. Область научных интересов: измерительные системы.

Нестеров Дмитрий Владимирович, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П.Королева (национальный исследовательский университет). E-mail: nesterov.ntc@gmail.com. Область научных интересов: измерительные системы.

FUNDAMENTALS OF OPTICAL MEASUREMENTS OF INFORMATIVE COMPONENTS OF COMPLEX MOVEMENTS

© 2014 V.N. Nesterov, D.V. Nesterov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

Theoretical fundamentals of optical measurements informative components of complex movements on the basis of multivariate test objects are explicated.

Optical measurements, multi-movement, multidimensional test objects, the formalization of constructing models.

References

1. Nesterov V.N. Measurement principles of vector multi-component physical values // Information-measuring and control systems. 2003. No 2-3. P.92-98. (In Russ.)
2. Nesterov V.N. Theoretical bases of measurement of vector multi-component physical values // Proceedings of the III International Conference "System Identification and Control Problems". M.: IPC RAS of a name of V.A. Trapeznikov, 28-30 January 2004. P.1691-1700. (In Russ.)
3. Nesterov V.N. Theoretical bases of measurement of vector multi-component physical values // Measurement equipment. 2004. No 7. P.12-16. (In Russ.)
4. K. Fu, R. Gonsales, K. Li. Robotics: Translation from English. – M.: Mir, 1989. 624 p.
5. Nesterov V.N., Meschanov A.V. Mathematical models of vector multi-component physical values and method of multidimensional tests in optical measurement systems // Measurement technics. 2006. No 12. P.10-16. (In Russ.)
6. Nesterov V.N., Muchin V.M., Meschanov A.V. Method of multidimensional test objects in optical measurement systems // In red. V.N. Nesterov. – Samara: SSC RAS, 2013. 224 p.
7. Nesterov V.N., Muchin V.M., Meschanov A.V. Sposob izmereniya komponentov slozhnykh peremesheniy obekta [Method for measuring components of complex object movements]. Pat. 231948 Ru, IPC G 01 B 11/00. -No.2006114270/28; (reported 26.04.2006; published 27.01.2008, Bull. No.3.)

About the authors

Nesterov Vladimir Nikolaevich, Doctor of Sciences (Engineering), professor of design and technology of electronic systems and devices. E-mail: nesterov.ntc@gmail.com. Area of research: measuring systems.

Nesterov Dmitry Vladimirovich, post-graduate student, Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: nesterov.ntc@gmail.com. Area of research: measuring systems.

УДК 621.373.826

СПЕКТР ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА С ДВУЛУЧЕПРЕЛОМЛЯЮЩИМ ВНЕШНИМ РЕЗОНАТОРОМ

© 2014 А.М. Уденеев, В.Д. Паранин

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Исследован спектр излучения полупроводникового лазера с внешним двулучепреломляющим резонатором Жира-Турнуа. Установлено наличие двух основных генерируемых мод, соответствующих резонансам обыкновенной и необыкновенной волн. Показана высокая энергетическая эффективность управления спектром излучения без потерь на спектральную фильтрацию. Показана возможность применения эффекта двухмодовой генерации в оптических системах связи со сверхплотным спектральным уплотнением.

Электрооптические системы связи, полупроводниковый лазер, внешний резонатор, двулучепреломляющий кристалл, электрооптика.

Введение

Спектральная (частотная) модуляция оптического излучения используется для создания волоконно-оптических систем, устойчивых к амплитудным помехам. Модуляция может быть внутренней, например, за счёт изменения тока накачки лазера, или внешней, реализуемой на основе управляемых спектральных фильтров. Среди внешних элементов модуляции наиболее распространены решётки Брэгга в объёмном [1], волоконно-оптическом [2] или интегрально-оптическом исполнении [3], дифракционные решётки и интерференционные фильтры [4, 5]. Спектр отражения / пропускания таких элементов может изменяться различными способами: механическим растяжением, поворотом, изменением температуры, приложением электрического поля. Их известными недостатками являются невысокая энергетическая эффективность, обусловленная спектральной фильтрацией широкополосного излучения, низкое быстродействие механического и температурного воздействия.

Большинство используемых внешних резонаторов (ВР) являются оптически однородными и не обладают выраженными поляризационными свойствами. Однако использование эффекта двулучепреломления ВР позволяет перестроить спектр источника излучения, используя резонанс обыкновенной или необыкновенной волны. При соответствующем подборе оптической толщины ре-

зонатора становится возможным спектральное кодирование информации соседними модами полупроводникового лазера (межмодовое расстояние около 0,1 нм) или в пределах спектра излучения (0,5...2 нм). Для реализации такого спектрально-модового кодирования резонатор лазера и внешний резонатор должны быть оптически связаны. При этом достигается автоматическая стабилизация спектра излучения за счёт положительной обратной связи. Одновременно сохраняется высокая энергетическая эффективность генерации лазера, а потери, связанные со спектральной фильтрацией, практически исключаются.

Целью настоящей работы является исследование возможностей управления спектром излучения полупроводникового лазера с использованием внешнего двулучепреломляющего резонатора Жира-Турнуа.

Экспериментальное исследование

В качестве внешнего резонатора использовались плоскопараллельные кристаллы x -среза и z -среза конгруэнтного ниобата лития толщиной 0,21 мм. На одну поверхность кристаллов наносилось глухое зеркало из алюминия, на вторую – 19-слойное интерференционное зеркало $\text{SiO}_2/\text{ZrO}_2$ с расчётным коэффициентом отражения 98,5% в диапазоне 635...640 нм. Диаметры зеркал были равны 3 мм при размерах поверхности кристалла 5x5 мм. Ис-

точником излучения служил красный коллимированный полупроводниковый лазер KLM-A635-2-5 с расходимостью луча не более 0,1...0,2 мрад и диаметром пучка 8 мм. Исследование спектров производилась на

измерителе длины волны - узкополосном спектрометре SHR с разрешением 6...7 пм и регистрируемой полосой 4...5 нм в диапазоне 630...650 нм. Схема стенда приведена на рис. 1.

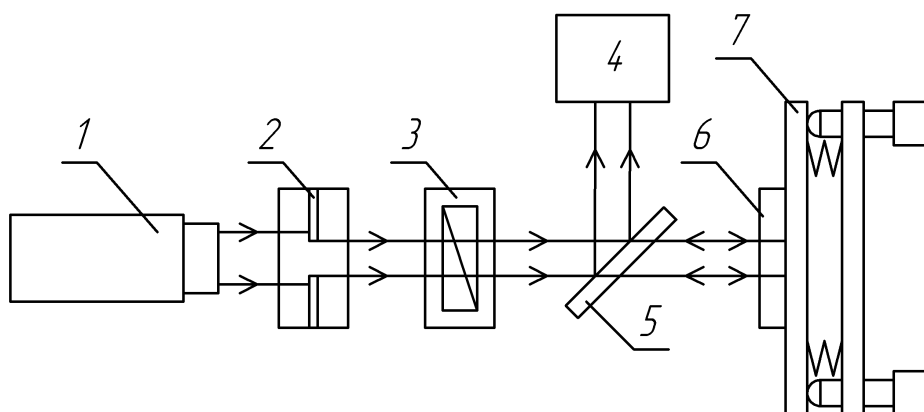


Рис. 1. Схема экспериментального стенда: 1 – полупроводниковый лазер, 2 – диафрагма, 3 – поляризатор в поворотной оправе, 4 – спектрометр, 5 – полупрозрачное зеркало, 6 – внешний резонатор, 7 – угловая оправа

Настройка схемы включала установку нормального падения излучения на резонатор и установку угла поворота поляризатора. Настройка нормали производилась грубо по совпадению отражённого излучения с коллимирующей линзой полупроводникового лазера, точно – по сдвигу спектра в коротковолновую область. Угол поворота поляризатора контролировался поворотной оправой с ценой деления 2° , внешнего резонатора – двумерной угловой оправой с чувствительностью $0,001^\circ$.

В первом эксперименте исследовался характер изменения спектра излучения при изменении оптической толщины внешнего резонатора. Резонатором служила плоскопараллельная пластина z-среза конгруэнтного ниобата лития толщиной 0,21 мм. Изменение угла падения на внешний резонатор приводило только к увеличению оптической толщины без заметного изменения коэффициента отражения интерференционного зеркала. Результаты измерений приведены на рис. 2.

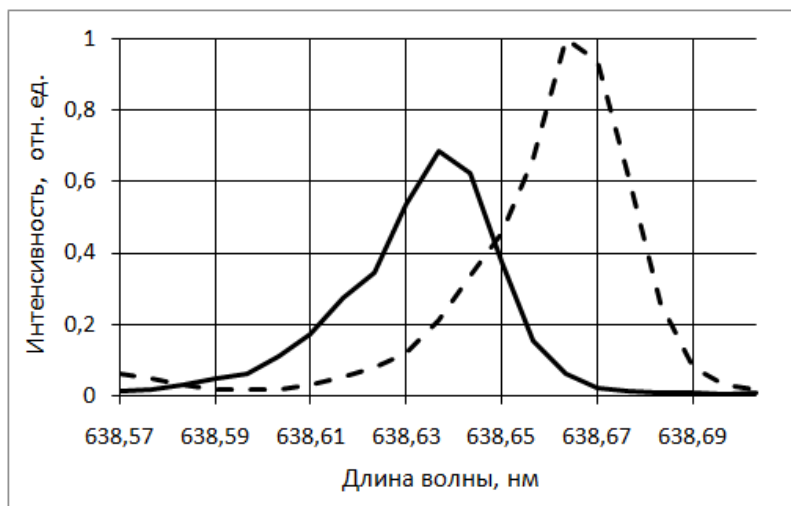


Рис. 2. Сдвиг генерируемой моды при повороте внешнего резонатора: сплошная линия – нормальное падение, штриховая линия – падение под углом $0,02^\circ$

Генерируемые моды лазера на рис. 2 частично перекрываются, что свидетельствует о непрерывном характере смещения спектра излучения. При повороте внешнего резонатора от 0° до $0,02^\circ$ основная мода смещается от $\lambda_1=638,636$ нм до $\lambda_2=638,664$ нм. Для всех промежуточных углов наблюдались непрерывно изменяемые положения генерируемой моды. При увеличении угла поворота резонатора более $0,02^\circ$ связь резонаторов нарушалась, а спектр излучения оставался в крайнем правом положении

$$\lambda_2=638,664 \text{ нм.}$$

Во втором эксперименте исследовались резонансы обыкновенной и необыкновенной волн, возбуждаемых последовательно. В качестве резонатора использовался двулучепреломляющий x -срез конгруэнтного ниобата лития с показателями преломления $n_o=2,286$ и $n_e=2,2$ [6]. Возбуждение обыкновенной или необыкновенной волны осуществлялось установкой поляризатора в положение 0° или 90° , соответственно. Результаты измерений приведены на рис. 3.

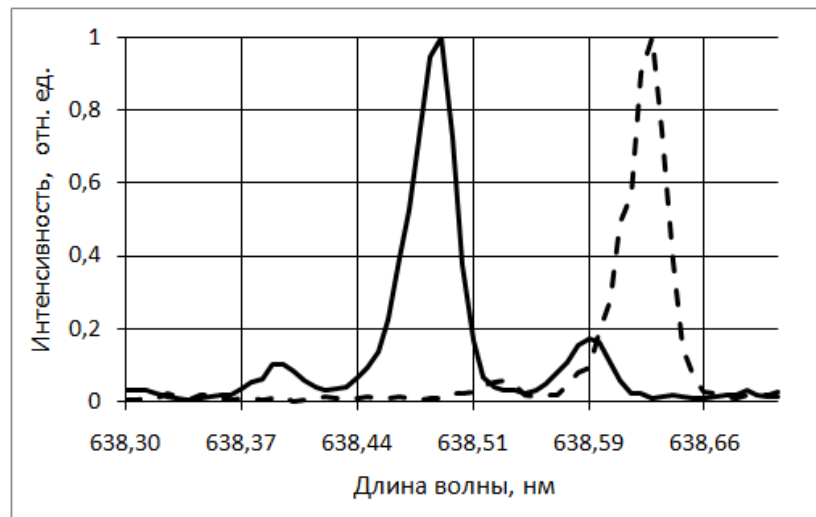


Рис. 3. Спектр излучения полупроводникового лазера с двулучепреломляющим внешним резонатором: сплошная линия – резонанс необыкновенной волны, штриховая линия – резонанс обыкновенной волны

Моды излучения на рис. 3 частично перекрываются, что подтверждает непрерывный характер изменения спектра, в наибольшей степени определяемый свойствами внешнего резонатора. Двулучепреломление внешнего резонатора делает возможным смещение основной генерируемой моды при повороте поляризатора от 0° (параллельно обыкновенной оси) до 90° (параллельно необыкновенной оси). Соответственно этим положениям поляризатора наблюдается генерация на длине волны $\lambda_{\text{макс}}=638,489$ нм или $\lambda_{\text{макс}}=638,621$ нм. Полученные экспериментальные данные качественно совпадают с результатами работы [3], где использовался двулучепреломляющий каналный волновод в ниобате лития с резонатором – решёткой Брэгга.

Для быстрого, в единицы наносекунд, поворота плоскости поляризации в системах передачи информации может использоваться электрооптическая полуволновая пластинка.

Если излучение лазера поляризовано, то такой пластиной может являться внешний резонатор, изготовленный из электрооптического материала.

В третьем эксперименте исследовался резонанс обыкновенной и необыкновенной волн, возбуждаемых одновременно. Для этого использовался внешний резонатор из x -среза конгруэнтного ниобата лития, а поляризатор устанавливался под углом 45° к необыкновенной оси. Результаты исследования представлены на рис. 4.

Одновременное возбуждение обыкновенной и необыкновенной волн приводит к генерации двух основных мод, сравнимых по интенсивности. При этом число неосновных мод увеличивается с 6...7 до 12...13. По-видимому, это обусловлено сильной положительной обратной связью, создаваемой внешним резонатором в нескольких участках спектра. Это делает возможным проявление резонансной структуры внешнего

резонатора, наложенной на спектр излучения полупроводникового лазера. В зависимости от толщины внешнего резонатора взаимное расположение спектральных максимумов обыкновенной и необыкновенной волн может отличаться.

Однако расстояние $\Delta\lambda_{осн}$ между основными модами, обусловленными двулучепреломлением внешнего резонатора, не превосходит:

$$\Delta\lambda_{осн} \leq FSR + \Delta\lambda_{мод} / 2, \quad (1)$$

где FSR – свободный спектральный диапазон внешнего резонатора, равный 0,43 и 0,44 нм для обыкновенной и необыкновенной волн

соответственно; $\Delta\lambda_{мод}$ – расстояние между соседними модами резонатора лазера, равное 0,095...0,098 нм для лазера KLM-A635-2-5.

Возможный сдвиг основной моды $\pm\Delta\lambda_{мод}/2$ связан с расположением собственных мод внутреннего резонатора полупроводникового лазера. Для использования формулы (1) ширина спектра отражения внешнего резонатора должна быть сравнима с межмодовым расстоянием внутреннего резонатора. Из данных рис. 4 следует, что $\Delta\lambda_{осн}=0,47$ нм. Это согласуется с оценкой 0,39..0,48 нм по выражению (1) при среднем FSR=0,435 нм. Сделанная оценка справедлива и для данных на рис.3.

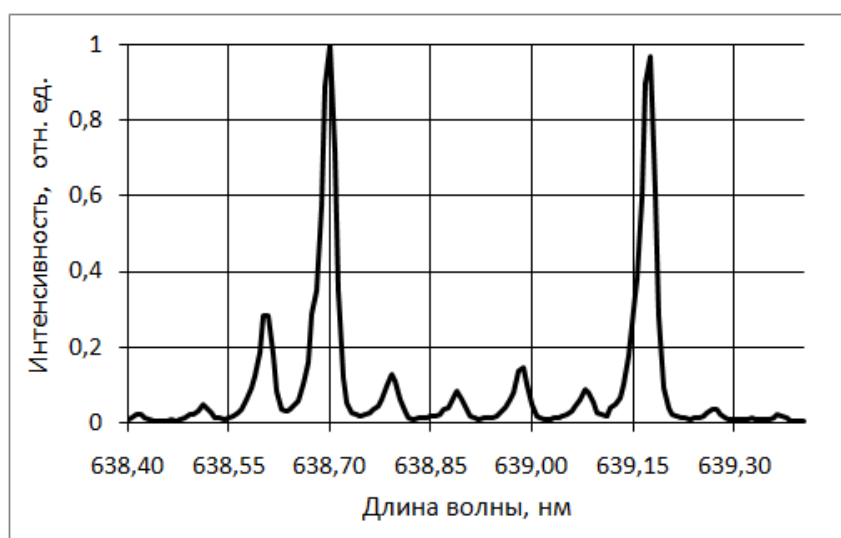


Рис. 4. Генерация двух основных мод полупроводниковым лазером с внешним двулучепреломляющим резонатором и возбуждением обыкновенной и необыкновенной волн

Влияние внешнего резонатора на спектр излучения подтверждается низкой интенсивностью центральных мод, расположенных между основными на рис. 4. Следует отметить, что для чёткого наблюдения спектральных пиков внешнего резонатора они должны быть достаточно узкими, не более $(1...2) \cdot \Delta\lambda_{мод}$. В ином случае будет одновременно возбуждаться несколько мод вблизи резонансного пика или будет наблюдаться случайная генерация одной моды из числа нескольких в окрестности резонанса. Для коэффициента отражения 98,5%, расходимости излучения в 0,1-0,2 мрад и клиновидности ниобата лития не более 10 ширина пика (FWHM) не превосходит 0,15 нм, что удовлетворяет условиям наблюдения.

Для однозначного выбора генерирующей моды для передачи информации необходимо, чтобы расстояние между спектральными пиками внешнего резонатора (FSR) превосходило ширину спектра излучения лазера: $FSR > (1,5...2) \Delta\lambda_{лаз}$. Для красного лазера типа KLM-A635-2-5 измеренная ширина спектра составила $\Delta\lambda_{лаз}=0,7...0,8$ нм при межмодовом расстоянии $\Delta\lambda_{мод}=0,095...0,098$ нм. Для инфракрасного лазера с центральной длиной волны 840...850 нм ширина спектра составляет $\Delta\lambda_{лаз}=1,5...2$ нм. Это означает, что толщина внешнего резонатора на основе ниобата лития не должна превосходить 60...80 мкм для красного лазера и 40...50 мкм для ближнего инфракрасного.

Выводы

Экспериментально доказано, что использование двулучепреломляющего внешнего резонатора, оптически связанного с резонатором полупроводникового лазера, позволяет осуществить генерацию на двух основных модах. Спектральное положение этих мод определяется резонансом обыкновенной и необыкновенной волны во внешнем резонаторе. Генерируемые моды находятся в пределах спектра излучения лазера и являются преобладающими и стабильными во времени. Это обеспечивает высокую эффективность спектрального кодирования и позволяет применить лазеры с двулучепре-

ломляющим резонатором для решения следующих задач:

- сверхплотное спектральное уплотнение на основе существующей техники с автоматической стабилизацией излучения внешним резонатором за счёт положительной обратной связи;

- спектральное кодирование и скрытая передача информации на соседних модах или в пределах спектра излучения полупроводникового лазера;

- создание аналоговых высокочувствительных оптических датчиков химического состава жидких и газовых смесей с чувствительным элементом в виде внешнего резонатора.

Библиографический список

1. Petrov M.P., Petrov V.M., Chamrai A.V., Denz C., Tshudi T. Proc. 27th Europ. Conf. Opt. Commun. ECOC'01 /Amsterdam, 2001, Th.F.3.4, p.628.
2. Madsen C.K., Zhao J.H. Optical filter design and analysis: a signal processing approach /New York: Willey Interscience Publication, 1999.
3. Шамрай А.В., Козлов А.С., Ильичев И.В., Петров М.П. Квантовая электроника. 35. 734с. 2005.
4. Шереметьев, А.Г. Когерентная волоконно-оптическая связь. М.: Радио и связь, 1991, 192 с.
5. Гроднев И.И., Мурадян А.Г., Шарфутдинов Р.М. Волоконно-оптические системы передачи и кабели: справочник. М.: Радио и связь, 1993, 264 с.
6. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах: пер. с англ. М.: Мир, 1987, 616 с.

Информация об авторах

Уденев Андрей Михайлович, студент, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: волоконно-оптические датчики, промышленная автоматизация, технология микроэлектроники.

Паранин Вячеслав Дмитриевич, ассистент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: vparanin@mail.ru. Область научных интересов: волоконно-оптические датчики, промышленная автоматизация, технология микроэлектроники.

SPECTRUM OF SEMICONDUCTOR LASER WITH AN EXTERNAL BIREFRINGENT RESONATOR

© 2014 A.M. Udeneev, V.D. Paranin

Samara State Aerospace University

The semiconductor laser radiation with the external birefringent resonator is investigated. Existence of two main generated spectral lines corresponding to resonances of ordinary and extraordinary waves is established. Effective control of radiation, without loss on a spectral filtration is shown. It is specified possibility of application of two-mode generation in optical communication systems with WDM.

Communication systems, semiconductor laser, external resonator, birefringent crystal, electro-optics.

References

1. Petrov M.P., Petrov V.M., Chamrai A.V., Denz C., Tshudi T. Proc. 27th Europ. Conf. Opt. Commun. ECOC'01/Amsterdam, 2001, Th.F.3.4, p.628.
2. Madsen C.K., Zhao J.H. Optical filter design and analysis: a signal processing approach / New York: Willey Interscience Publication, 1999.
3. Shamrai AV, Kozlov A.S, Il'ichev I.V, Petrov M.P. Quantum Electronics. 35. 734p. 2005.
4. Sheremet'ev A.G. Coherent fiber-optic communications /Radio and Communication, 1991, 192 p.
5. Grodno I.I., Mouradian A.G., Sharafutdinov R.M. Fiber-optic transmission systems and cables: Reference. M.: Radio and communication, 1993, 264 p.
6. Yariv A., Yeh P. Optical waves in crystals: translate from English./New York: Wiley, 1987, 616 p.

About the authors

Udeneev Andrew Mikhaylovich, student. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: fiber-optic sensors, industry automation, technology of microelectronics.

Paranin Vyacheslav Dmitrievich, as-

sistant lecturer, Department of Design and Technology of Radio-Electronics Systems and Devices. E-mail: vparanin@mail.ru. Area of research: fiber-optic sensors, industry automation, technology of microelectronics.

УДК 629.78+621.382.049.77

РАЗРАБОТКА ТЕСТОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ КОСМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

© 2014 А.В. Наседкин, И.Ю. Шумских

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Показана целесообразность замены защитных покрытий на основе лака УР-231 на плёнки поли-пара-ксилилена в электронных узлах космической аппаратуры. Для подтверждения возможности использования данного покрытия предложены методика ускоренных испытаний и тестовые конструкции прибора, блока и электронного узла. Сделан выбор испытательных воздействий и оборудования. Предложена методика нанесения плёнок поли-пара-ксилилена на рабочую поверхность электронного узла.

Космическая аппаратура, электронные устройства, защитные покрытия, плёнки поли-пара-ксилилена, тестовые конструкции, ускоренные испытания, методики.

Введение

В настоящее время на многих предприятиях при изготовлении приборов для защиты электронных компонентов в качестве покрытия используется лак УР-231 ОСТ 92-1468-90. Формирование покрытия из лака УР-231 производится путём многократного нанесения материала в два-три слоя. Данное покрытие обладает рядом недостатков, в том числе и не обеспечивает в ответственных случаях требуемую защиту. Особенностью лакового покрытия является наличие внутренних напряжений и, как следствие, растрескивание, так как осаждение происходит из жидкой фазы и для формирования покрытия требуется повышенная температура отверждения.

На сложнопрофильных поверхностях, на острых кромках и в узких зазорах лаковое покрытие не вполне гарантирует требуемую степень защиты.

В связи с применением высокоинтегрированной элементной базы, уменьшением расстояния между выводами, увеличением количества компонентов, устанавливаемых на печатную плату (ПП), и применением ВГА-компонентов, возникает проблема заполнения узких зазоров, покрытия острых кромок сложнопрофильной поверхности.

Поэтому целесообразна замена лака УР-231 на другое покрытие, обладающее набором свойств, которые позволяют использовать его в качестве основного покры-

тия печатных узлов приборов космического назначения.

В настоящее время для защиты печатных узлов применяют покрытие на основе поли-пара-ксилилена [1,2]. Для того, чтобы определить возможность использования данного покрытия на бортовых приборах, необходимо провести испытания.

Ввиду того, что срок активного существования изделия может достигать до пятнадцати лет, проведение обычных испытаний будет слишком длительным и дорогостоящим и поэтому на первый план выходят методы ускоренных испытаний [3-5].

Выбор испытательных воздействий и оборудования

На основании технических условий (ТУ) на изделия необходимо было выбрать только те виды воздействий, которые, в сочетании с внесёнными коэффициентами ускорения, создадут наиболее точную картину прогноза качества нанесённого поли-пара-ксилиленового покрытия (ППКП), а также решить вопросы по созданию типового технологического процесса (ТП), подбору оборудования и порядку проведения испытаний. Согласно частных ТУ на наиболее типовые приборы космического назначения, необходимо подвергнуть тестовый блок следующим воздействиям:

– климатическим (термоциклирование от минус 50 до плюс 70 °С, что является ра-

бочим диапазоном изделий);

– синусоидальным вибрациям (испытания на стойкость к транспортировке, вибрациям при старте ракетносителя);

– воздействиям линейных ускорений (испытание на стойкость к линейным перегрузкам при выведении на орбиту);

– воздействиям ударного импульса (прогнозирование прочности покрытия при старте и выведении на орбиту изделия ракетносителя);

– испытаниям на устойчивость к воздействию повышенной влажности (хранение изделий до пуска).

В характеристике надёжности важно установить параметры корреляции между ускоренным воздействием напряжений и внешними условиями при конечном применении.

При планировании эксперимента необходимо предусмотреть проверку как минимум двух независимых переменных, чтобы сравнить их с зависимой. При испытаниях покрытия на надёжность единственной зависимой переменной является количество циклов воздействия, которым подвергается прибор. Циклическое воздействие имитирует эксплуатацию прибора и связывается с условиями обстановки конечного применения. Тогда независимыми переменными следует считать следующие:

- размах колебаний температуры;
- адгезия к поверхностям ПП и ЭРИ;
- коэффициенты теплового расширения;
- вероятность отказа.

На сегодняшний момент на рынке испытательного оборудования представлено много разнообразных образцов в широком ценовом и функциональном диапазоне:

– климатические камеры Samurai, Mu-Data, VLC;

– вибростенды и ударные стенды BC, DACTRON, ЭГВ стенды фирмы ОАО «СКБИМ», TIRA, KNAUER, Ling, STT.

Из всего модельного ряда было выбрано следующее оборудование: VLC7010,

VLC7030 (климатические камеры); Ling980 (вибростенд); STT-500 (ударный стенд); M155 (центрифуга). Основным критерием выбора были технические характеристики, позволяющие проводить испытания на необходимых режимах.

Тестовые конструкции

Для проведения ускоренных испытаний необходимо было разработать тестовый блок с конструкцией, типовой для блоков, входящих в штатные изделия, и скомпоновать их в тестовый прибор для удобства проведения испытаний и большего приближения к условиям реальной эксплуатации. В состав типовых изделий входят следующие типы корпусов компонентов: PLCC, BGA, Chiparray, chip, SOIC, DDPACK, SOT, LCC, QFP, DIP. Поэтому на тестовый печатный узел были установлены имитаторы ЭРИ с данными корпусами. Из всех производителей ЭРИ-пустышек, таких как Intertronics Co, Benz Ltd, Kaisertech Ltd, TopLine, выбран был последний.

Была разработана оригинальная конструкция тестового блока (рис. 1). Поверхность А покрывается поли-пара-ксилиленом. Толщина покрытия составляет 10...15 мкм.

Конструкция тестового печатного узла должна позволять проводить непрерывный электрический контроль цепей, проверять сопротивление и прочность изоляции. Для этого необходимо выполнить трассировку тестового печатного узла таким образом, чтобы от каждого имитатора ЭРИ сигналы шли на клеммы розетки, к которой в дальнейшем при испытании будет подключаться АСК для выявления изменения характеристик изоляции и точного определения их принадлежности определённому местоположению на тестовом узле. Тестовая печатная плата должна быть изготовлена по технологии металлизации сквозных отверстий, так как все реальные аналоги печатных плат, входящих в типовые приборы, изготавливаются по этой методике.

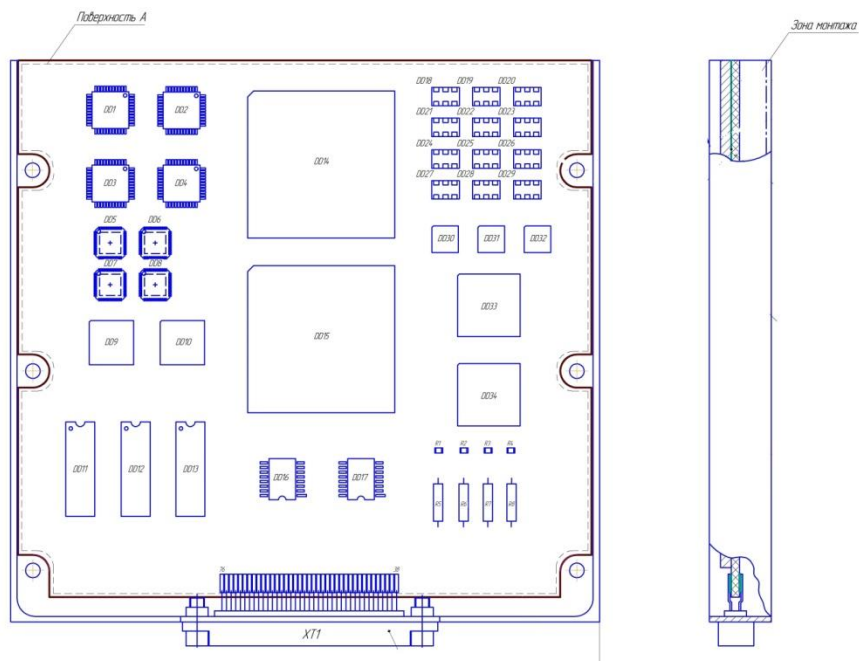


Рис. 1. Конструкция тестового блока

Материал, из которого изготовлена печатная плата, должен быть близким по характеристикам к стеклотекстолиту FR-4 для сохранения характера адгезионных свойств покрытия, например, FR-4+, FR-5, СФ-2, МИ1222. Так как СФ-2 имеет низкое качество запрессовки, проблемы с отслоением

фольги, а МИ1222 имеет проблемы с короблением диэлектрика, то выбор был остановлен на стеклотекстолите FR-4+, имеющим по сравнению с FR-5 более низкую стоимость. С учётом этого была предложена конструкция печатной платы для тестового узла (рис. 2).

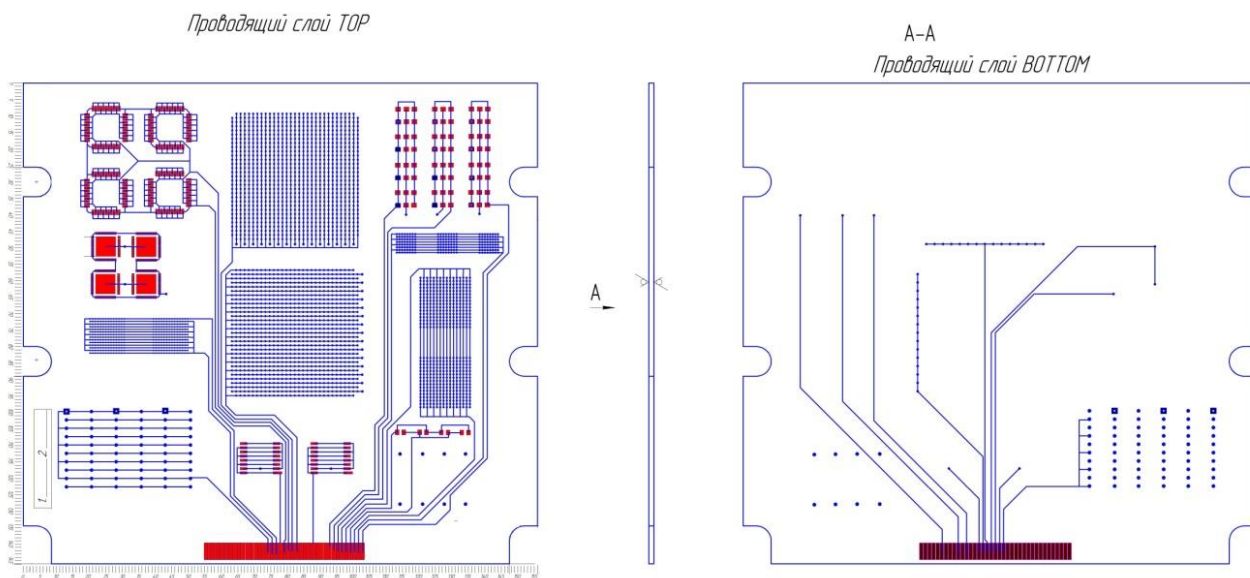


Рис.2. Конструкция печатной платы тестового узла

Размеры контактных площадок SMD-компонентов были рассчитаны при помощи программного пакета IPC Footprint Wizard в Altium Designer (рис. 3). На этой базе была разработана конструкция тестового прибо-

ра (рис. 4).

Была также разработана схема подключения регистрирующих устройств рабочего места испытаний (рис. 5).

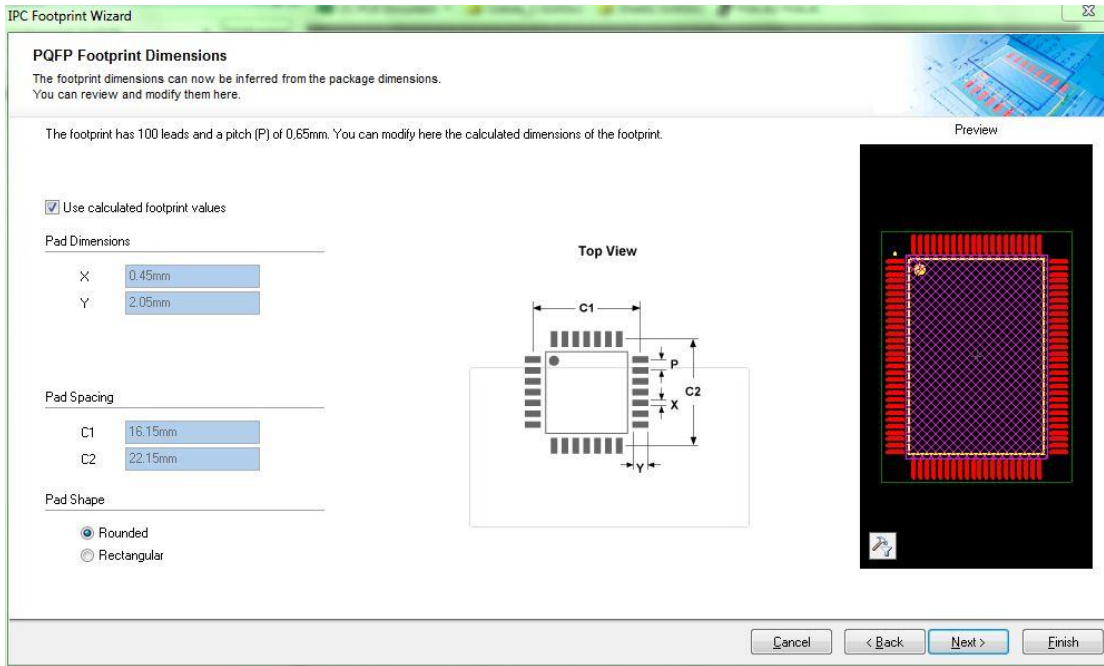


Рис. 3. Рабочее окно программного пакета IPC Footprint Wizard

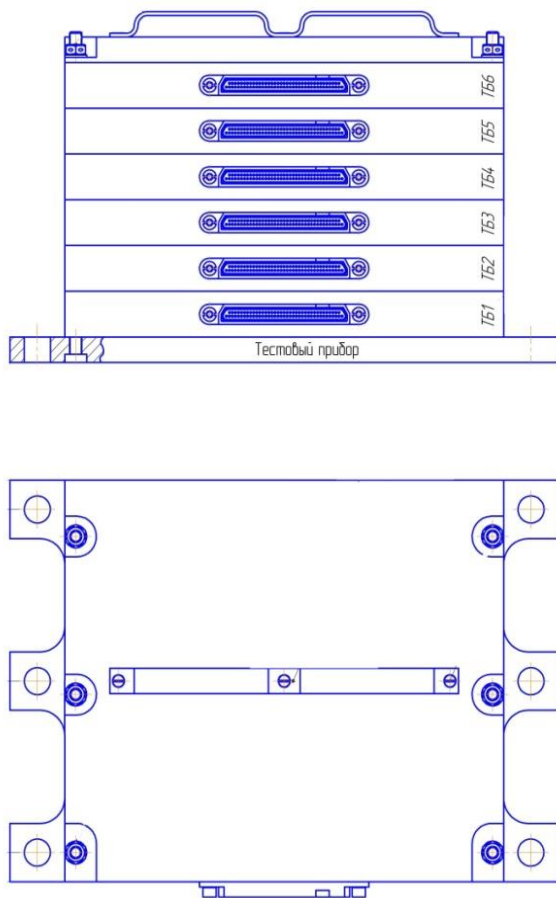


Рис. 4. Конструкция тестового прибора

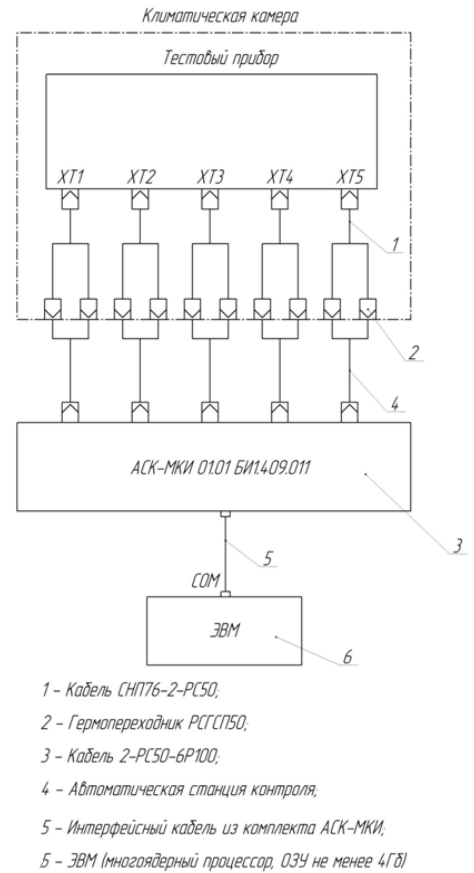


Рис. 5. Схема рабочего места испытаний

Нанесение покрытий

Для нанесения влагозащитных полимерных покрытий на основе поли-параксилилена была использована установка УНБ 3. Схема установки приведена на рис. 6. Установка выполнена по модульному принципу. Каждая технологическая операция выполняется функционально и конструктивно

законченным модулем. Установка содержит следующие основные модули: испаритель; пиролизатор; устройства охлаждения потока; камера нанесения; датчики толщины, вакуума, температуры; привод карусели; устройство аппретирования; нагреватели испарителя, патрубков, колбы; натекатели; азотная ловушка; вакуумная система; клапаны.

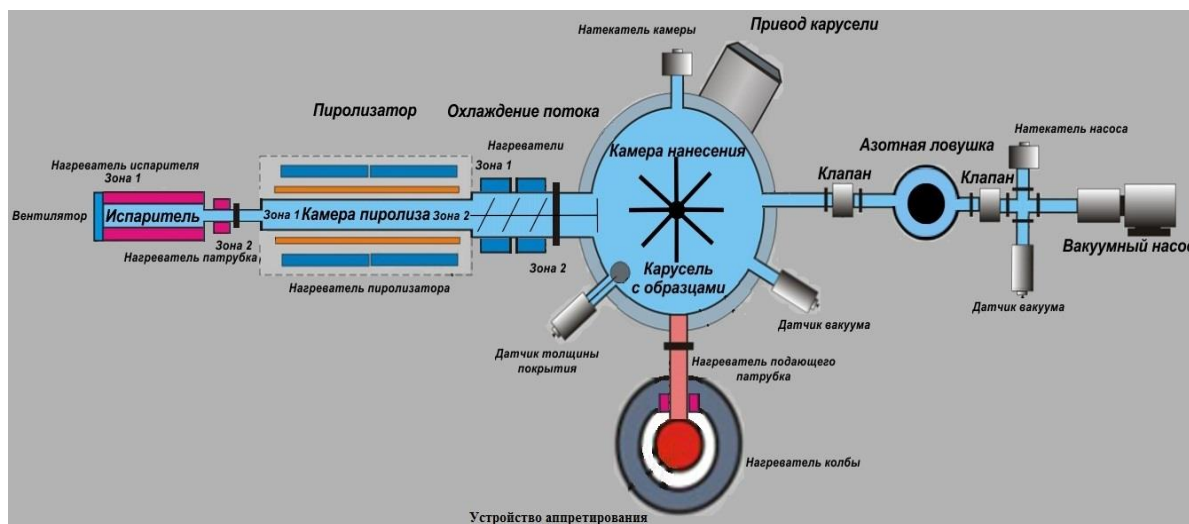


Рис. 6. Схема для нанесения влагозащитных полимерных покрытий

Все модули состыкованы между собой и установлены на общем каркасе. На этом же каркасе установлены пульты управления и два шкафа электроавтоматики. Компьютер и блок бесперебойного питания установлены на отдельном столе.

Порошковый димер параксилена преобразуется в технологическом редакторе при вакууме 2...10 Па в газовую фазу мономера. Она осаждается на «холодную» поверхность платы, образуя полимерную плёнку толщиной 5...30 мкм. Экспериментально установлено, что качественные плёнки образуются при следующих режимах:

- температура испарителя – 120...180°C;
- температура пиролиза – 600...700°C;
- температура зоны охлаждения – 120...130°C;
- температура в колбе – 100...150°C;
- температура стенок камеры – 0...7°C;
- скорость осаждения плёнки – 1,5...2,5 мкм/час.

В качестве датчиков температуры использованы ХА и ХК – термопары. Контроль вакуума производился манометрическими

преобразователями ПМТ-6-3, а также вакуумметром «Мерадат – ВТ12СТ2». Контроль толщины плёнки в процессе её осаждения осуществлялся частотным методом. Для этого использовали измеритель ЧЭС – 01П на основе микропроцессора, специальный генератор и кварц типа РК17ОБА-6АП-2000К с резонансной частотой 2 МГц.

Измерение толщины покрытия после нанесения производили на образце-свидетеле. Он устанавливался на карусели рядом с покрываемой платой.

Напуск воздуха в камеру после нанесения плёнки производился при её нагреве до комнатной температуры.

Выводы

Для определения правильности конструкторско-технологического варианта изделия и его оптимизации разработана методика ускоренных испытаний, которая позволяет оценить возможность использования ППКП для защиты изделий и повышения их надёжности.

Для более точного контроля параметров и минимизации вносимых погрешностей были разработаны тестовый прибор, печатный тестовый блок и тестовый печатный узел, позволяющие вести контроль электрического сопротивления изоляции между разобщёнными цепями.

Подобрано необходимое оборудование и оснастка, позволяющие проводить испытания на всех предусмотренных методикой режимах.

Предложена методика нанесения плёнок поли-пара-ксилилена на рабочую поверхность электронного узла.

Библиографический список

1. Технология защиты микросхем с помощью поли-пара-ксилилена // Сборник рефератов НОИКР. Сер. РТ: М.: ЦНИИ "Электроника." 1986. №24. С.6.

2. Ширшова В.А. Технология влагозащиты и электроизоляции изделий РЭА полипараксилиленом // Компоненты и технологии. 2002. №2. С.32-36.

3. Наседкин А.В. Методика ускоренных исследовательских испытаний паяных соединений поверхностно-монтируемых электрорадиоизделий // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2011. № 7(31). С.153-157.

4. Наседкин А.В., Пиганов М.Н. Методика производственных испытаний электронных узлов / Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2012. № 7. С.67-75.

5. Наседкин А.В., Пиганов М.Н. Технологические испытания сложных электронных модулей космической аппаратуры с SMT – монтажом // Самолетостроение России. Проблемы и перспективы: матер. симпоз. с междун. уч. Самара: СГАУ, 2012. С. 284-285.

Информация об авторах

Наседкин Алексей Васильевич, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: nasedkinalexey@yandex.ru. Область научных интересов: испытания электронных узлов космической аппаратуры.

Шумских Илья Юрьевич, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: il8515@yandex.ru. Область научных интересов: качество паяных соединений электронных узлов.

METHOD OF PRODUCTION TESTING OF ELECTRONIC PARTS

© 2014 A. V. Nasedkin, I.Y. Shumskikh

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The expediency of replacing coatings based on lacquer UR-231 on the film of poly-p-xylylene in electronic units of space instruments. To confirm the possibility of using this coating technique proposed accelerated test and test instrument design unit and an electronic assembly. Made impacts and selection of test equipment. The technique of application of poly-p-xylylene on the working surface of the electronic unit.

Space equipment, electronic devices, protective coatings, films of poly-para-xylylene test's structures, accelerated testing, methodology.

References

1. Protection technology chips using poly-para-xylylene // Collection of abstracts . Ser. RT : M : CRI "Electronics. " 1986 . № 24. P.6 . (In Russ)
2. Shirshov V.A. Electrical insulation and moisture protection technology products poliparaksililenom CEA // Elements and technology. 2002 . № 2 . P.32-36. (In Russ)
3. Nasedkin A.V. Accelerated research methodology tests of brazed joints surface-mount electrical radio // Bulletin of the Samara State Aerospace University. 2011. № 7 (31) . P.153-157 . (In Russ)
4. Nasedkin A.V. Technique of production testing of electronic components // Bulletin of the Samara State Aerospace University . - 2012 . № 7. P.67 -75. (In Russ)
5. Nasedkin A.V., Piganov M.N. Technological tests of complex electronic modules of spacecraft with SMT - installation // Russian Aircraft . Problems and Prospects. Samara State Aerospace University, 2012 . P. 284-285 . (In Russ)

About the authors

Nasedkin Alexey Vasilyevich, post-graduate student , Department of Design and Technology of Electronic System and Devices. E-mail: nasedkinalexey@yandex.ru. Area of research: testing electronic components of spacecraft.

Shumskikh Ilya Yuryevich, post-graduate student, Department of Design and Technology of Electronic System and Devices. E-mail: il8515@yandex.ru. Area of research: reliability and quality of radio electronic devices.

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ СОЗДАНИЯ КАТАПУЛЬТ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

© 2014 В.П. Тарануха¹, С.А. Петрушин², А.Ю. Печёнкин¹, В.А. Глушков¹

¹ «Ижевский государственный технический университет
имени М.Т. Калашникова» РФ, г.Ижевск

² ООО «Республиканский центр робототехники», РФ, г. Ижевск

В работе описываются катапульти вращательного типа для летательных аппаратов (ЛА). Приводятся математические описания и формулы для их расчёта. Даны сравнительные характеристики по запасаемой потенциальной и кинетической энергии, мощности, КПД и работе, а также ёмкости используемых в них аккумуляторов в отношении традиционно используемых паровых и пневматических катапульти. Анализируются достоинства и недостатки катапульти вращательного типа. Приводятся методы устранения существующих недостатков. Даны формулы для расчёта энергетических возможностей источников энергии катапульти. Приводятся основные характеристики и описаны элементы конструкции катапульти вращательного типа. Анализируются возможности применения катапульти в современных системах и устройствах запуска беспилотных и пилотируемых ЛА.

Беспилотные летательные аппараты, катапульти для запуска летательных аппаратов, катапульти вращательного типа.

На сегодняшний день наибольшее применение для запуска больших летательных аппаратов (ЛА) нашли паровые катапульти, а для беспилотных летательных аппаратов (БЛА) - резиновые или пневматические катапульти. В дальнейшем обобщим их названием ЛА. В работе [1] описаны все известные на сегодня катапульти для ЛА, их достоинства и недостатки. Отметим, что все катапульти требуют разгонной направляющей.

Длина разгонной направляющей определяет габариты катапульти в целом. Последняя зависит от энерговооружённости катапульти и максимально допустимого для ЛА, его аппаратуры или пилота (в случае управляемого самолёта) ускорения. Именно эти факторы не позволяют использовать их, например, для создания подводных авианосцев, запуска ЛА с движущихся железнодорожных платформ и т.п. Фактор развёртывания и подготовки катапульти к запуску БЛА является существенным в случае военного его применения. К тому же, запуск БЛА с движущегося автомобиля или иного транспортного средства (катер, железнодорожная платформа или наземный робот) повышает фактор скрытости и неуязвимости его использования.

Приведём техническое задание (ТЗ) на механическую катапульти для старта БЛА массой от 80 до 100 кг с упруги-

ми/эластичными элементами, пневматическим, гидравлическим или электрическим приводом. Основные требования:

1. Максимальная допустимая перегрузка, действующая на БЛА при старте – $g_x = 10$ крат.

2. Требования по транспортабельности. Рассматривается два варианта (или один универсальный) – на прицепе или на базе грузового автомобиля (минимум - ГАЗель, максимум - КАМАЗ).

3. Ограничение по массе изделия – ориентировочная масса изделия (катапульти в сборе с БЛА) - не более 1,0 тонны.

4. Температурный диапазон окружающего воздуха при эксплуатации – стандарт для МО – от - 40 до + 50°С.

5. Ресурс изделия – межремонтный, ориентировочно до капремонта – 1000 пусков.

6. БЛА должен устанавливаться на тележке, которая скользит по направляющей.

7. Скорость БЛА при сходе с направляющих катапульти - 200 км/час (55...56 м/с) определяет сложность создания надёжной и недорогой катапульти, отвечающей в полной мере всем предъявляемым требованиям. В большинстве случаев не указывается ещё один немаловажный фактор, влияющий на эффективную работу катапульти – её энерговооружённость, т.е. количество энергии, затрачиваемой на один запуск. Нетрудно ви-

деть, что при исходных данных, указанных в ТЗ, она будет составлять:

$$E_k = mV^2/2 = 121...156 \text{ кВт.} \quad (1)$$

Эта достаточно большая величина. Учитывая КПД компрессора 0,65...0,70, для её работы потребуется электромотор мощностью 170...240 кВт. Можно использовать менее мощный электромотор для заполнения баллонов сжатым воздухом. Однако, в этом случае потребуется увеличить время его зарядки примерно в

$$K = aE_k/E_{kf} \quad (2)$$

раз,

где $a = (2...5)$, коэффициент использования мощности двигателя;

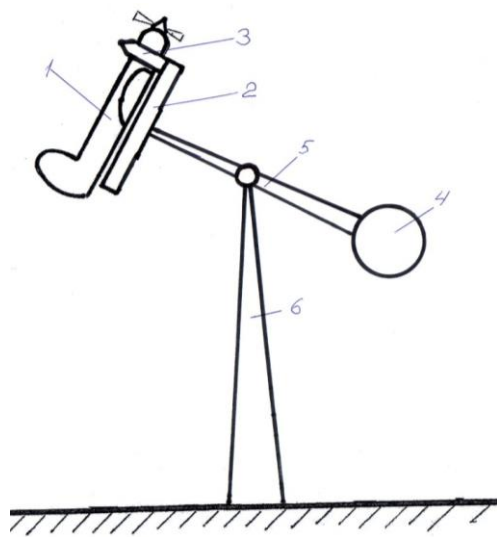


Рис. 1. Система разгона ЛА с электромеханическим запуском «працевого» типа: 1 – ЛА; 2 – разгонная тележка; 3 – блокировочное устройство; 4 – противовес; 5 – тяга катапульты; 6 – опора; 7 – разгонный электродвигатель не показан, ЛА может разгоняться собственным двигателем

В обоих случаях происходит раскручивание ЛА до нужной линейной скорости электромотором, после чего в необходимый момент специальной командой разблокируется сцепное устройство и происходит отрыв ЛА от разгонной тележки. Для повышения эффективности отрыва ЛА эта же команда включает тормозное устройство, замедляющее вращение тяги катапульты. Масса ЛА уравнивается специальным грузом - противовесом. Это сделано для того, чтобы снизить мощность электродвигателя при раскрутке (разгоне) ЛА, а также уменьшить динамические нагрузки в конструкции. По-

E_k – мощность, необходимая для запуска ЛА; E_{kf} – фактическая мощность, используемая для запуска ЛА.

Проанализировав существующие конструкции катапульты, пришли к выводу, что в полной мере соответствовать перечисленным требованиям, а по некоторым параметрам превысить их в разы, можно только принципиально изменив её работу.

Для этого можно воспользоваться принципами метания снарядов вращательно-го в вертикальной - «працевого» (рис. 1) и горизонтальной плоскости - «леерного» (рис. 2) типа.

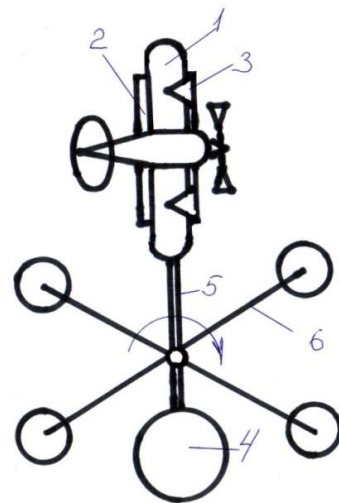


Рис. 2. Система разгона ЛА с электромеханическим запуском «леерного» типа (вид сверху): 1 – ЛА; 2 – разгонная тележка; 3 – блокировочное устройство; 4 – противовес; 5 – тяга катапульты; 6 – опора; 7 – разгонный электродвигатель не показан, ЛА может разгоняться собственным двигателем

мимо всего при поломке электродвигателя, раскручивающего тягу катапульты, такая балансировка позволяет произвести запуск ЛА его собственным двигателем.

В этом случае, необходимую для запуска ЛА энергию электродвигателя можно вычислить, используя соотношения:

$$E_{kk} = J\omega^2/2 \quad (3)$$

и

$$\omega = 2\pi n = V/R, \quad (4)$$

$$E_{kk} = JV^2/2R^2, \quad (5)$$

где ω - угловая скорость вращения тяги катапульты, c^{-1} ;

n – число оборотов в единицу времени, c^{-1} ;

R – радиус тяги катапульты, м;
 J – момент инерции вращающихся частей катапульты, вместе с установленным на его тележку ЛА, Н·м·с:

$$J = kmR^2, \quad (6)$$

где k – коэффициент, зависящий от формы тела, например, для обруча или кольца малой толщины $k = 1$, для диска (цилиндра) $k = 1/2$, для стержня (относительно оси, перпендикулярной к стержню и проходящей через его середину) $k = 1/12$.

При полной балансировке тяги катапульты с установленным на неё ЛА $k \sim 0,10...0,15$, поэтому для его разгона потребуется, при тех же данных и радиусе вращения тяги катапульты $R = 1$ м, всего $E_{kk} = 12,1...15,6$ кВт.

Итак, подведём итог достоинств вращательных катапульти. По сравнению со всеми известными катапультами вращающаяся катапульта обладает следующими достоинствами:

1. Минимально возможными габаритными размерами.
2. Самой простой конструкцией;
3. Минимально необходимой энергетикой при запуске ЛА.
4. Возможностью плавного набора заданной для запуска ЛА скорости, а значит, возможностью обеспечить его запуск без существенных перегрузок.

5. Большим ресурсом работы и надёжностью.
6. Минимальной стоимостью изготовления.
7. Минимальным временем развёртывания и эвакуации.
8. Возможностью запуска с движущихся объектов.
9. Минимальным временем между запусками отдельных ЛА.

Если сравнивать «трацевые» и «леерные» вращательные катапульты, то в первых динамические нагрузки на узлы и детали при запуске ЛА предпочтительней, поскольку они в основном вертикальные и работают на сжатие или растяжение. В «леерных» катапультах они боковые и работают в основном на срез. Кроме того, в «леерных» конструкция катапульти из-за этого конструкция разгонной тележки сложнее, сложнее у неё и механизм фиксации и разъединения ЛА. Однако, в «леерных» тягу катапульты можно сделать раздвигающей, тем самым упростив адаптацию для запуска управляемых пилотами самолётов.

К недостаткам катапульти вращательного типа можно отнести также сложность фиксации системой управления начального положения ЛА с помощью встроенных гироскопов. Однако, существует множество методов как программного, так и аппаратного устранения этого недостатка.

Библиографический список

1. Петрушин, С.А. Обзор катапульти летательных аппаратов. /Ижевск, С.А. Петрушин; Ротапринт, 2014. 10.с.

Информация об авторах

Тарануха Владимир Прокофьевич, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Конструирование радиоэлектронной аппаратуры», ФГБОУ ВПО «Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова». E-mail: kra_dept@istu.ru. Область научных интересов: технические средства мониторинга окружающей среды, инновационные системы связи.

Петрушин Сергей Александрович, кандидат технических наук, доцент, ООО

«Республиканский центр робототехники». E-mail: psatsi@gmail.com. Область научных интересов: робототехнические системы, беспилотные аппараты, мониторинг окружающей среды.

Печёнкин Александр Юрьевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Конструирование радиоэлектронной аппаратуры», ФГБОУ ВПО «Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова». E-mail: alex-pu81@gmail.com. Область научных интере-

сов: технические средства мониторинга окружающей среды, инновационные системы связи, автоматизация технологических процессов, цифровая обработка сигналов.

Глушков Владимир Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Конструирование радиоэлектронной аппа-

ратуры», ФГБОУ ВПО «Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова». E-mail: vladimir.glushkov@gmail.com. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов, системный анализ в альтернативной энергетике.

ONE METHOD TO BUILD FLYING VEHICLE LAUNCH CATAPULTS

© 2014 V.P.Taranukha¹, S.A.Petrushin², A.Yu.Pechenkin¹, V.A.Glushkov¹

¹ «Kalashnikov Izhevsk State Technical University», Russia, Izhevsk

² LLC «Respublikansky tsentr robototekhniki» («Republic centre of robotics»), Russia, Izhevsk

The paper considers rotational catapults to launch flying vehicles (FV). Their mathematical descriptions with calculation formulas are given. Rotational catapults are compared with conventional steam and hydraulic devices on the accumulated potential and kinetic energy, power, efficiency, work and the capacity of electrical accumulators. Rotational catapults advantages and disadvantages are analyzed. Ways to fix the existing disadvantages are described. Formulas for calculation of power capabilities of the catapult energy sources are given. Rotational catapults basic performance characteristics are shown, their structural units are depicted. Catapults application in the state-of-the-art systems and devices for unmanned and piloted FV launching are analyzed.

Unmanned flying vehicles, flying vehicles launch catapults, rotational catapults.

References

1. S.A. Petrushin Obzor katapul't tatelynykh apparatov (Flying vehicle catapults overview)./ Russia, Izhevsk, Rotaprint, 2014. 10 p.

About the authors

Vladimir Prokof'evich Taranukha, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor, the head of the Department of Radioelectronic equipment design, «Kalashnikov Izhevsk State Technical University». E-mail: kra_dept@istu.ru. Area of research: environment monitoring technics, innovative communication systems.

Sergey Aleksandrovich Petrushin, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor, LLC «Respublikansky tsentr robototekhniki» («Republic centre of robotics»). E-mail: psatsi@gmail.com. Area of research: robotics systems, unmanned flying vehicles, environment monitoring.

Aleksandr Yourevich Pechenkin, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of the Department of Radioelectronic equipment design, «Kalashnikov Izhevsk State Technical University». E-mail: alex-pu81@gmail.com. Area of research: environment monitoring technics, innovative communication systems, technological automation, digital signal processing.

Vladimir Aleksandrovich Glushkov, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of the Department of Radioelectronic equipment design, «Kalashnikov Izhevsk State Technical University». E-mail: vladimir.glushkov@gmail.com. Area of research: technical control systems, system analysis, alternative energy.

ДИСКРЕТНО-ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ ВРАЩАЮЩИХСЯ УЗЛОВ ЭНЕРГОАГРЕГАТОВ

© 2014 А.И. Данилин, В.М. Гречишников

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

Представлен новый класс преобразователей угловых и линейных перемещений элементов вращающихся узлов энергоагрегатов, позволяющих в условиях минимального препарирования обеспечивать необходимую точность и достоверность контроля перемещений в реальных условиях эксплуатации.

Турбомашина, турбина, энергоагрегат, лопатки, ротор, диагностика, колебания, надёжность, дискретно-фазовый метод, дискретно-фазовые преобразователи.

Одним из важнейших приоритетов Стратегии национальной безопасности Российской Федерации до 2020 г., утверждённой Указом Президента РФ № 537 от 12 мая 2009 г., является комплексная программа создания средств аварийной защиты энергоёмких объектов с целью обеспечения их техногенной, экологической, медицинской и антитеррористической безопасности. Внедрение на таких производствах технической диагностики, высокоинтеллектуальных инновационных методов и средств неразрушающего контроля - важнейший фактор, способствующий предотвращению аварийных ситуаций, экономии финансовых ресурсов и сохранению человеческих жизней.

С другой стороны, обеспечение высокой надёжности изделий машиностроения, в первую очередь энергетических установок (ЭУ) на базе турбоагрегатов, увеличение их эксплуатационного ресурса, снижение эксплуатационных расходов и эксплуатация по техническому состоянию базируется на информации о фактическом, реальном состоянии нагруженных вращающихся элементов. По этой причине всё большую актуальность приобретает разработка эффективных автоматизированных средств оценки технического состояния элементов вращающихся силовых узлов ЭУ, которое в свою очередь определяется статическими и динамическими угловыми и линейными перемещениями (УЛП) этих элементов. Примерами УЛП являются: статическая закрутка и крутильные колебания роторов мощных электродвигателей и

электрогенераторов, турбин и компрессоров, статический изгиб и раскрутка, изгибные и крутильные колебания лопаток турбоагрегатов и др.

По статистическим данным Самарского конструкторского бюро машиностроения за период эксплуатации двигателей НК-12СТ с 1995 по 2000 годы по причине неконтролируемого развития УЛП и образования дефектов, приведших к разрушению лопаток 1-ой ступени компрессора, досрочно сняты с газоконпрессорной станции (ГКС) 25 двигателей. Недоработка ресурса составила 870766 часов (средняя недоработка ресурса одного двигателя за 1 год - 6966 часов). По данным технической службы российской грузовой авиакомпании «ВОЛГА-ДНЕПР» за период (1991–2006 г.г) эксплуатации девяти серийных машин Ан-124 с двигателями Д-18Т зафиксировано 43 случая разрушения двигателей, причём 23 случая - по причине повреждения или разрушения лопаток, т.е. 53% от всех причин выхода из строя двигателей связано с низкой надёжностью лопаточного аппарата. В соответствии с данными Всероссийского теплотехнического института, приведёнными в «Методических указаниях по расследованию причин повреждений деталей роторов паровых турбин электростанций» РД153-34.117.424-2001, следует, что за 30 лет эксплуатации паротурбоагрегатов в России и СНГ по трём типам турбин (К-300, К-500, К-800) имели место повреждения лопаточного аппарата, приведшие к серьёзным разрушениям турбоагрегатов, машинных за-

лов и пожарам. В качестве примера можно привести фотографию (рис. 1) разрушения

лопаток двигателей на самолётах Ил-62 и Ту-154. Видны следы повреждения мотогондолы от разлёта лопаток.

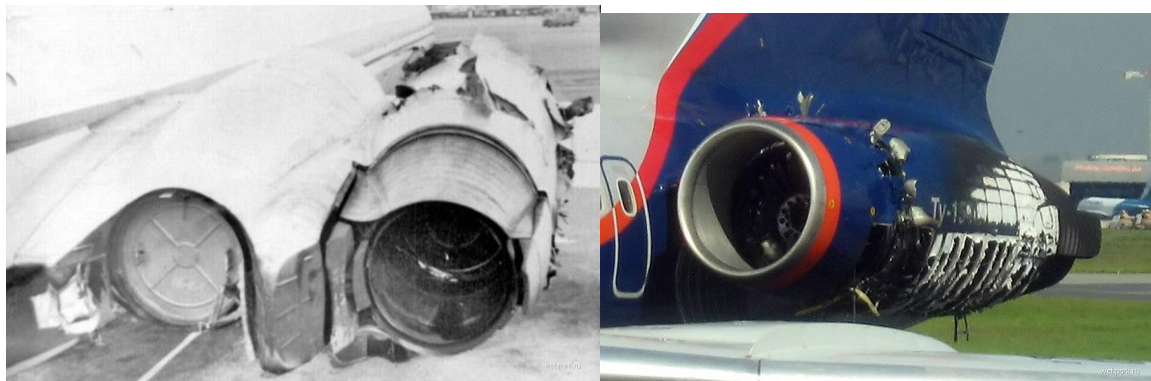


Рис. 1. Фотография разрушений двигателей самолётов Ил-62 и Ту-154

В настоящее время на практике основным методом как оперативного, так и длительного контроля состояния элементов вращающихся узлов (ВУ) ЭУ является бесконтактный дискретно-фазовый метод (ДФМ) [1]. Однако, внедрение известного классического метода дискретно-фазовых измерений сдерживается как на штатных, так и на экспериментальных ЭУ вследствие необходимости выполнения глубокого препарирования энергоагрегата для установки датчиков в его внутреннем тракте. Установка внутренних датчиков требует монтажа дополнительных крепёжных, токосъёмных и других конструктивных элементов, что снижает надёжность как устройства контроля, так и ЭУ в целом. Кроме того, классический ДФМ имеет существенный недостаток, связанный с резким уменьшением чувствительности при измерении локальных УПП, обусловленных высшими формами колебаний элементов вращающихся узлов энергетических установок.

В то же время в связи с возрастанием требований к точности и достоверности контроля перемещений ВУ ЭУ возникает необходимость в создании нового поколения устройств, которые в силу специфики построения и методики использования целесообразно выделить в самостоятельный класс средств измерений – дискретно-фазовые преобразователи перемещений (ДФПП) [2]. Особенность преобразователей данного класса заключается в том, что значения дискретных фаз перемещений формируются с

помощью расположенного в технологическом отверстии корпуса ЭУ одно – или двухканального первичного преобразователя (ПП), в котором конструктивно и функционально интегрированы объект контроля, источник и приёмник зондирующего излучения (ЗИ) оптического или радиоволнового диапазона, а также электронные узлы первичной обработки сигналов. Такое конструктивное решение позволяет обеспечить получение необходимой информации при минимальном уровне препарирования ЭУ (используется лишь одно технологическое отверстие в корпусе $\varnothing 8...10$ мм), что не оказывает сколько-нибудь заметного влияния на прочность конструкции ЭУ в целом. Проведённый анализ научно-технической и патентной информации показал, что технические возможности ДФПП динамически нагруженных ВУ ЭУ дают возможность их широкому использованию в процессе доводки, испытаний и технической эксплуатации различных изделий машиностроения.

В качестве примера на рис. 2, а схематически представлена ступень лопаточной ЭУ. Здесь элементы конструкции ротора (диск колеса и вал) при его вращении совершают угловые статические (в виде закрутки) и динамические (в виде колебаний) перемещения относительно оси вала OO , линейные перемещения в направлении осей X и Z . Под действием рабочего тела (газовоздушной смеси или жидкости) на лопатки ЭУ их торцы подвергаются осевым перемещениям (ОП) вдоль оси X и радиальным перемеще-

ниям (в пределах рабочего зазора δ - РЗ) вдоль оси Z (рис. 2, б). Торец лопатки в результате закрутки её пера может совершать угловые перемещения (УП), также статические и динамические, в пределах некоторого угла φ (рис. 2, в) в плоскости XOY . Кроме этого, в результате изгиба пера лопатки её торец перемещается вдоль оси Y (ИП) (рис.

2, г), при этом (см. боковую проекцию на рис. 2, г) нормаль торца лопатки отклоняется от исходного состояния на угол α . Для контроля перемещений торцов лопаток в корпусе ЭУ над траекторией их движения установлен первичный преобразователь многофункционального ДФПП (датчик, ЧЭ ПП – чувствительный элемент ПП).

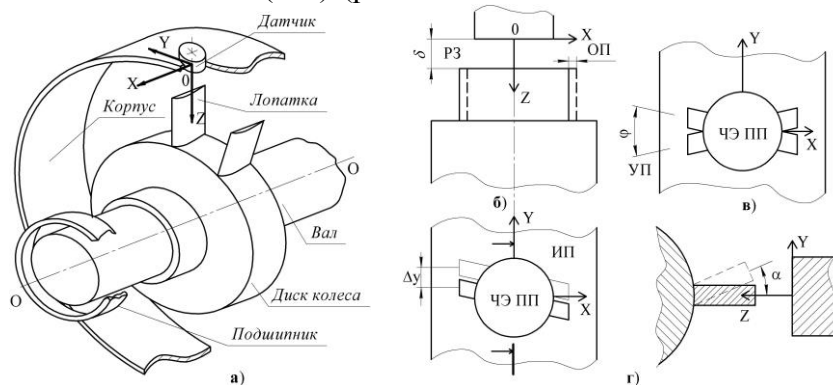


Рис.2. Элементы ротора лопаточной ЭУ, развёртка лопаточного венца с угловыми и линейными перемещениями лопаток

Своевременное обнаружение предельных УЛП элементов ВУ позволяет предупредить их поломку и избежать разрушения ЭУ. После определения предаварийных УЛП элементов ВУ изменяются режимы работы энергоагрегата, а в критических ситуациях осуществляется его аварийная остановка. В настоящее время известен ряд методов и измерительных средств [3, 4], позволяющих контролировать УЛП элементов ВУ ЭУ. Они используются при конструкторской доводке ВУ энергоагрегатов и проведении научных исследований для оценки напряжений, возникающих в валах, роторах, лопатках компрессорных и рабочих колес, для контроля уровней предельных деформаций контролируемых элементов.

С другой стороны, в современных энергоустановках достаточно хорошо отработаны и реализованы автоматические системы, обеспечивающие оптимальный по оборотам ротора выход на рабочий режим, поддержание заданных оборотов ротора, аварийный останов ЭУ [5]. Примером может служить электрогидравлическая система регулирования и поддержания оборотов ротора газотурбинных двигателей НК-12 и НК-14, в которой управляющие электрические напряжения с системы сигнальных датчиков приводят в действие электродвигатели гидрав-

лических заслонок в топливном тракте турбомашин, электроклапаны или изменяют положение иглы дозатора.

Таким образом, при наличии чётких критериев оценки УЛП элементов ВУ ЭУ существует реальная возможность создания системы автоматического поддержания безаварийного состояния ВУ ЭУ (САПБАС) и включения её в состав стандартных САУ режимами работы энергоагрегатов.

Для примера на рис. 3 приведена структурная схема системы автоматического поддержания безаварийного состояния лопаток турбоагрегатов (САПБАСЛ) на основе ДФПП торцов лопаток.

Движение контролируемых элементов (КЭ) ВУ в эксплуатационных условиях ЭУ складывается как из статических, так и динамических перемещений. В качестве примера такого характерного объекта контроля можно рассмотреть перемещения динамически нагруженных консольно-закрепленных элементов ВУ ЭУ. Перемещение КЭ иллюстрируется рис. 4, на котором показаны два соседних консольно-закрепленных элемента. На рабочем режиме ЭУ под действием центробежных и газовых сил упругая линия элементов ВУ занимает усреднённо-стационарное положение OS , относительно которого, при наличии возбуждающих сил,

рассматриваемые элементы участвуют в колебательном движении [6, 7]. Усреднённый шаг между зонами взаимодействия элементов с ДФПП определится величиной y_{ss} . Если, например, в i -м КЭ начинает развиваться

дефект, то это приводит к уменьшению жёсткости материала элемента и, соответственно, к уменьшению запаса прочности. Поэтому положение упругой линии КЭ в процессе его нагружения начинает меняться.

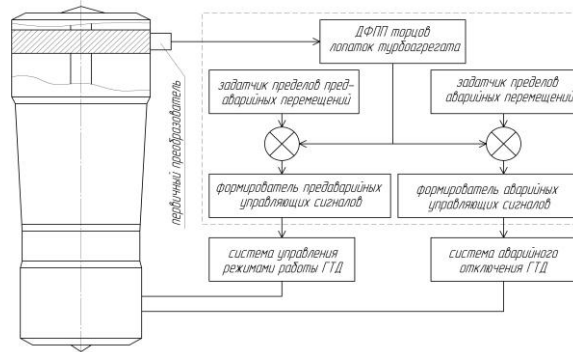


Рис. 3. Система автоматического поддержания безаварийного состояния лопаток турбомашин

Дефектный элемент получает дополнительное статическое перемещение (изгиб) и его колебательные движения с изменившейся амплитудой A_d происходят относительно новой упругой линии OD . В этом случае шаг между КЭ будет равен y_{ds} и отклонение контролируемого элемента от исходного бездефектного состояния $\Delta y_{ik} = y_{ss} - y_{ds}$.

Таким образом, зафиксированное изменение взаимных перемещений КЭ позволяет судить о его деформационном состоянии (ДС) и прогнозировать степень его аварийности, причём именно этот диагностический признак не зависит от фазы и частоты колебаний. Исправные, бездефектные КЭ характеризуются средней по венцу из K элементов амплитудой A_s колебаний (рис. 4). Посредством статистического анализа амплитуд колебаний всех элементов выделяются максимальные $A_{ssi\max}$ и минимальные $A_{ssi\min}$ значения, которые при сравнении со средней амплитудой дают алгебраическую разность $\Delta = A_{ssi\max} - A_s = |A_{ssi\min} - A_s|$. Полученная разность характеризует конструктивно-технологические отклонения, обусловленные различными упругостями отдельных КЭ и особенностями изготовления ВУ.

При эксплуатации ЭУ постоянно контролируется текущее значение амплитуд колебаний КЭ $A_{imek} = (y_{ssi\max} - y_{ssi\min})/4$, составленное из контролируемых переме-

ний, и сравнивается со средним значением. Как только $|A_{imek} - A_s| > \Delta$, констатируется изменение амплитуды колебаний i -го элемента, т.е. регистрируется появление в нём дефекта [5]. Для выявленного межэлементного интервала амплитуда колебаний дефектного КЭ:

$$A_d = -A_s + (y_{ds\max} - y_{ds\min})/2.$$

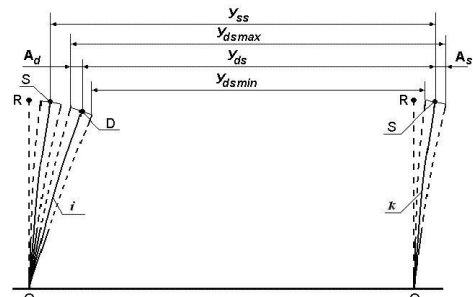


Рис. 4. Фрагмент окружной развёртки вращающегося узла с двумя консольно-закреплёнными элементами

Таким образом, задача определения ДС КЭ при использовании ДФПП с одноканальным чувствительным элементом связана с определением межэлементных перемещений или соответствующих временных интервалов. При этом предполагается, что в процессе накопления информации соседние КЭ проходят в зоне чувствительного элемента периферийного датчика хотя бы один раз в фазах, соответствующих двум экстремальным значениям их колебательных процессов, и между i -м дефектным и k -ым исправным

элементами будут зафиксированы максимальное и минимальное перемещения. Увеличение времени накопления позволяет с большей вероятностью правильно зафиксировать межэлементный интервал с дефектным КЭ. Поэтому время накопления информативного параметра ограничено, с одной стороны, временем развития дефекта, а с другой, – надёжностью проводимых измерений. В случае использования ДФПП с одноканальным чувствительным элементом для определения минимального времени накопления информации, при котором с заданной вероятностью можно утверждать, что погрешность измерения перемещения между КЭ не превзойдёт наперёд заданной величины, было проведено компьютерное моделирование методом статистических испытаний Монте-Карло. Для каждого числа последовательных периодов вращения ротора N было проведено 10^5 испытаний, в каждом из которых вычислялось N значений y_{ik} (индекс $ik = 1, 2, \dots, N$) по формуле: $y_{ik} = y_{ds} + y_v$, при этом полагалось, что $y_{ds} = const$. Величины кратности n (отношение частоты колебаний КЭ к частоте вращения ротора) и фазовых значений φ_i и φ_k для каждого испытания задавались с помощью трёх различных некоррелированных генераторов случайных чисел с равномерным распределением. Всего было проведено 90 серий таких испытаний для числа периодов вращения ротора $N = 10, 11, \dots, 99, 100$. В каждой серии вычислялась вероятность $P[2(A_s + A_d) - (y_{ik\max} - y_{ik\min}) \leq \mu]$ для различных значений ошибки μ . Результаты расчётов приведены на рис. 5.

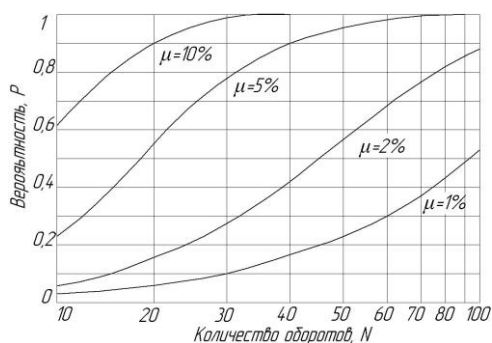


Рис. 5. Зависимость достоверности определения интервала между соседними КЭ от числа оборотов ротора турбоагрегата для различных значений допустимой ошибки

Результаты расчётов позволяют в каждом конкретном случае найти достоверность определения межэлементного интервала в зависимости от числа оборотов ротора ВУ для различных по величине допустимых ошибок.

При решении задачи эксплуатационного контроля ДФПП предназначены для постоянной и продолжительной работы в составе ЭУ. В этом случае с помощью ДФПП определяется изменение взаимного перемещения y_i торцов соседних лопаток в венце по мере развития дефекта в лопатке и соответствующее изменение амплитуды A_s их колебательного движения. При этом ДФПП могут быть реализованы по схеме с одноканальным (ДФПП-1) или двухканальным (ДФПП-2) чувствительными элементами [6, 7]. Структурная схема устройства эксплуатационного контроля взаимных перемещений торцов лопаток на базе ДФПП-1 представлена на рис. 6.

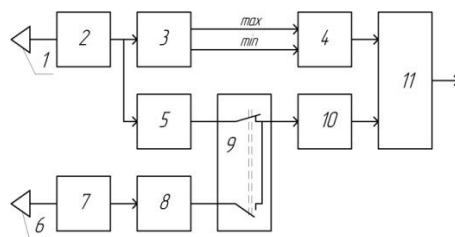


Рис. 6. Структурная схема устройства эксплуатационного контроля перемещений лопаток турбоагрегатов на базе ДФПП-1

Периферийный датчик 1, в котором конструктивно совмещены источник и приёмник ЗИ, установлен в корпусе турбоагрегата над траекторией движения торцов лопаток. В результате взаимодействия ЗИ с торцами лопаток датчик генерирует электрические сигналы, которые с помощью формирователя 2 преобразуются в прямоугольные импульсы. Информация о значениях параметров Δy_{ik} , A_s и A_d заложена в изменениях временных интервалов τ_i между этими импульсами, далее τ_i преобразуются в цифровой код в блоке 3. По результатам измерения в течение N текущих оборотов ротора определяются величины максимальных и минимальных значений τ_i для каждого шага. По-

лученные экстремальные значения каждого межлопаточного интервала поступают в блок 4, где определяется значение τ_{si} каждого шага в соответствии с выражением:

$$\tau_{si} = (\tau_{i\max} + \tau_{i\min}) / 2.$$

Кроме этого, прямоугольные импульсы с формирователя 2 поступают в блок 5, где временные интервалы τ_i суммируются за N оборотов ротора и находится средний период вращения ротора:

$$T_s = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^K \tau_{ij}.$$

Если техническая реализация турбоагрегата позволяет установить датчик 6 оборотной метки ротора, то его электрические сигналы преобразуются формирователем 7 в прямоугольные импульсы, поступающие в блок 8, в котором определяется средний период вращения ротора за N оборотов: $T_s = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N T_j$. Полученные значения T_s

в блоке 10 делятся на количество лопаток K в колесе и определяется средний шаг лопаток по колесу за N оборотов ротора: $\tau_s = T_s / K$.

Определённые таким образом текущие значения окружных перемещений $y_{si} \sim \tau_{si}$ и $y_{ss} \sim \tau_s$ сравниваются между собой в блоке 11 сравнения. Если τ_s отличается от τ_{si} на некоторую пороговую величину Δy , то на выходе блока 11 генерируется сигнал о возникновении дефекта в одной или нескольких лопатках.

Определение амплитуды колебательного движения торцов лопаток осуществляется следующими двумя способами. В первом из них в процессе контроля участвует только ДФПП-1, ПП которого фиксирует моменты прохождения возле него торцов лопаток. В этом случае определяются усреднённые амплитуды колебаний пар лопаток, следующих друг за другом в лопаточном венце. Отсутствие датчика оборотов и оборотной метки не позволяет осуществлять привязку измерений к конкретной лопатке. С другой стороны, при построении устройств - сигнализаторов предаварийных деформаций лопаток - на основании амплитудного критерия важно выделить наличие превышения амплитуды колебаний контролируемого элемента ВУ

некоторой предельной величины, после чего должен быть сгенерирован сигнал тревоги. Поэтому некоторое уменьшение функциональных возможностей подобных сигнализаторов даёт выигрыш в надёжности и стоимостных характеристиках подобных ДФПП.

Во втором способе определения амплитуд колебаний лопаток используется датчик оборотов, который позволяет идентифицировать положение и перемещение любой лопатки относительно оборотной метки на роторе. Такая привязка также позволяет определить фазовые компоненты колебательного перемещения каждой лопатки и увеличить точность контроля перемещений за счёт исключения взаимного влияния на результат измерения пространственно-временных положений соседних лопаток. При необходимости контроля УПП, обусловленных высшими формами колебательного движения лопаток, используются ДФПП-2, работающие в СВЧ диапазоне (эксплуатационный контроль) или в оптическом диапазоне (экспериментальные исследования).

Выводы, полученные при теоретических исследованиях эксплуатационного варианта ДФПП, послужили основой для разработки на базе ДФПП-1 устройств определения предаварийных и предельных - аварийных перемещений торца лопатки при развитии в ней дефекта. Одним из таких приборов стал сигнализатор предельных деформаций лопаток (СПДЛ-1).

Разработанный вариант СПДЛ-1 прошёл испытания на стендах ОАО "Самарское конструкторское бюро машиностроения" (СКБМ). Программа испытаний состояла из того, что исследуемую серийную лопатку 1-й компрессорной ступени двигателя НК12-СТ с собственной резонансной частотой 130 Гц подвергали возбуждению на вибростенде на частоте собственного резонанса до тех пор, пока её собственная резонансная частота не снизилась до 125 Гц [1]. Исследование "надорванной" лопатки люминесцентным способом показало наличие трещины длиной не более 3 мм на спинке лопатки вблизи корня. Дефектная лопатка была запрессована в диск первой компрессорной ступени, которая затем была штатно установлена в двигатель. За время испытаний было произведено 44 запуска двигателя с режимом малого газа

и выходом на рабочие обороты. Для активизации развития трещины использовался окорезонансный режим (по отношению к резонансной частоте лопаток 1-ой ступени компрессора) работы турбомашин при вы-

ходе на малый газ. Перемещение периферийного торца дефектной лопатки от исходного состояния представлено на рис. 7. Штриховкой выделена зона отклонения бездефектных лопаток.

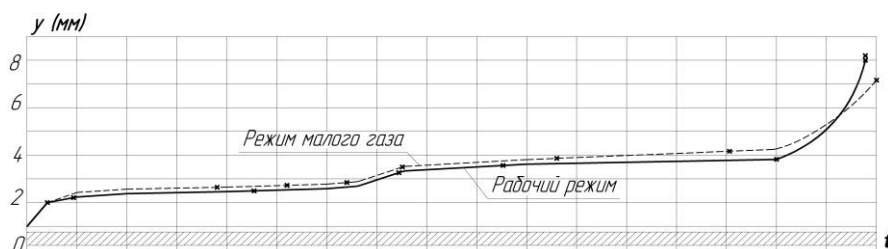


Рис. 7. Величина отклонения торца дефектной лопатки от исходного состояния за время последних пусков двигателя

На рис. 8 приведена экранная форма программы оператора СПДЛ-1, на которой представлены отклонения от исходного состояния всех лопаток, в том числе и дефектной, достигающее 6 мм.

для лопаток 1-й ступени двигателя НК12-СТ. Для проверки методики диагностики в эксплуатационных условиях комплект аппаратуры был установлен на ГКС "РЖЕВ" объединения "ЛЕНТРАНСГАЗ". Фрагмент записи рабочего состояния лопаточного венца на ГКС "РЖЕВ" приведён на рис. 9. Комментируя это состояние, можно отметить, что величины отклонений лопаток от исходных состояний находятся в пределах нормы и одна из лопаток имеет отклонение, превышающее 1 мм.

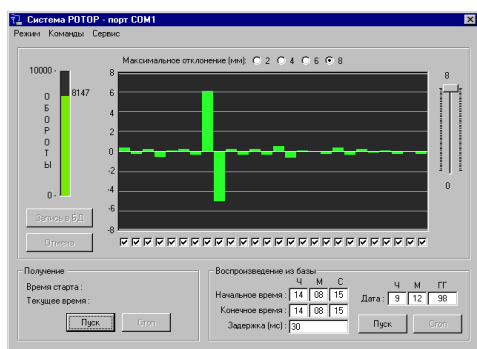


Рис. 8. Экранная форма программы оператора СПДЛ-1 с дефектной лопаткой

Экспериментальные исследования, проведённые на стендах СКБМ, и полученные результаты позволили обосновать рекомендации по выбору пороговых уровней (уставок) напряжений для САУ ГТД, соответствующих предаварийным (2,5 мм) и аварийным (3,5 мм) перемещениям торцов лопаток

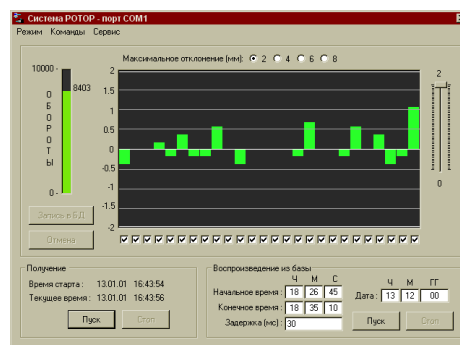


Рис. 9. Экранная форма программы оператора СПДЛ-1 с ГКС "РЖЕВ"

Библиографический список

1. Данилин А. И. Бесконтактные измерения деформационных параметров лопаток в системах контроля и управления турбоагрегатами. Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008. 218 с.
2. Данилин А.И., Гречишников В.М. Дискретно-фазовые преобразователи перемещений для определения параметров колебаний лопаток турбоагрегатов // Вестник Самар.

гос. аэрокосм. ун-та. 2011. № 1(25). С. 144-149.

3. Danilin A.I., Adamov S.I., Chernyavskii A.Zh., Serpokrylov M.I. Diagnosics and monitoring of the operating condition of steam-turbine blades// Power Technology and Engineering. 2007. Т. 41, № 5. С. 295-301.

4. Данилин А.И., Гречишников В.М. Сигнализаторы предаварийных деформаций лопаток турбоагрегатов на базе дискретно-фазовых преобразователей перемещений // Вестник транспорта Поволжья Самар. гос. ун-та путей сообщ. 2011. № 4(28). С. 37-41.

5. Данилин А.И., Чернявский А.Ж. Критерии дискретно-фазового контроля рабочего со-

стояния лопаток и их реализуемость в системах автоматического управления турбоагрегатами // Вестник Самар. гос. аэрокосм. ун-та. 2009. № 1(17). С.107-115.

6. Данилин А.И., Чернявский А.Ж. Сигнализатор предаварийных деформаций лопаток турбомашин. Патент РФ № 2177145, МКИ G01H1/08. ; Опубликовано 20.12.2001, Бюл. № 35.

7. Данилин А.И., Адамов С.И., Чернявский А.Ж., Серпокрьлов М.И., Данилин С.А., Арефьева О. В. Способ измерения амплитуды колебания лопаток турбомашин и устройство для его осуществления. Патент РФ № 2341781, МКИ G01H1/06.; опубликовано 20.12.2008, бюл. № 35.

Информация об авторах

Данилин Александр Иванович, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П.Королева (национальный исследовательский университет).

E-mail: aidan@ssau.ru Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния элементов вращающихся узлов энергоагрегатов.

Гречишников Владимир Михайлович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электротехники Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П.Королева (национальный исследовательский университет). E-mail: gv@ssau.ru. Область научных интересов: измерительные системы, разработка методов и электронной аппаратуры для определения параметров эксплуатационного состояния элементов вращающихся узлов энергоагрегатов.

DISCRETE PHASE CONVERTERS MOVING ELEMENTS ROTATING UNITS POWER UNITS

© 2014 A.I. Danilin, V.M. Grechishnikov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federetion

Presents a new class of converters of angular and linear elements rotating units power units, allowing with the minimum of preparation to ensure accuracy and reliability of the control of movements in real operational conditions.

Key words: turbomachine, turbine, the auxiliary power unit, blades, rotor, diagnostics, vibration, reliability, discrete phase method, the discrete phase converters.

References

1. Danilin A. I., Contactless measurement of deformation parameters of the blades in the systems of monitoring and control of turbine units

/Samara: Publishing house of Samara scientific center of RAS, 2008.218 p.

2. Danilin A. I., Grechishnikov V.M. Discrete phase converters movements for definition of

parameters of vibrations of turbine blades // Vestnik of Samara. state Aerocom. Univ. 2011. № 1(25). P. 144-149. (In Russ.)

3. Danilin A.I., Adamov S.I., Chernyavskii A.Zh., Serpokyrov M.I. Diagnosics and monitoring of the operating condition of steam-turbine blades// Power Technology and Engineering. 2007. So 41, № 5. P. 295-301.

4. Danilin A. I., Grechishnikov V.M. Alerters pre deformations of the blades of the turbine on the basis of discrete phase converters movements // Bulletin of transport of the Volga region Samar. state University of Railways the message. 2011. № 4(28). P. 37-41. (In Russ.)

5. Danilin A. I., Chernyavsky A.Z. Criteria discrete phase control the working status of blades and their feasibility in systems of automatic

control of turbo-machinery Vestnik of Samara. state Aerocom. Univ. 2009. № 1(17). P. 107-115. (In Russ.)

6. Danilin A. I., Chernyavsky A.Z. Signalizator predavariyikh deformatsiy lopatok turbomashin [The alerter pre deformations of turbomachine blades]. RF patent № 2177145, MKI G01H1/08.; (Publ. 20.12.2001, bul. № 35).

7. Danilin A. I., Adamov S.I., Chernyavsky A.Z., Serpokyrov M.I., Danilin S.A. Sposob izmereniya amplitude kolebaniya lopatok turbomashini i ustroystvo dlya ego osushestvleniya [The method of measurement of amplitude of oscillations of turbomachine blades and a device for its implementation]. RF patent № 2341781, MKI G01H1/06.; (publ. 20.12.2008, bul. № 35).

About the authors

Danilin Alexander Ivanovich, Doctor of Sciences (Engineering), Professor, head of the radio engineering Department. E-mail: aidan@ssau.ru. Area of research: measuring systems, development of methods and electronic equipment for determination of parameters of operational condition of rotating units power units.

Grechishnikov Vladimir Mikhailovich, Doctor of Sciences (Engineering), Professor, head of the Department.

E-mail: gv@ssau.ru. Area of research: measuring systems, development of methods and electronic equipment for determination of parameters of operational condition of rotating units power units.

УДК 621.382

МЕТОДИКА АНАЛИЗА ТЕМПЕРАТУРНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ В МИКРОСХЕМАХ

© 2014 Г.Ф. Краснощекова, С.В. Тюлевин, А.В. Наседкин, Р.О.Мишанов

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)

В статье рассмотрена методика анализа температурных напряжений в полупроводниковых и плёночных микросхемах. Проведён анализ основных типов температурных напряжений: изгиба, сдвига, внутренних. Приведены выражения для оценки температурных напряжений.

Микросхема, температурные напряжения, анализ, методика, распределение температуры, тепловой поток.

Параметры радиоэлементов в той или иной степени зависят от температуры. В ряде случаев тепловой режим определяет работоспособность этих элементов.

Это касается не только абсолютных значений, но и значений теплового потока и характера распределения температуры, которые ведут к возникновению температурных деформаций и температурных напряжений, потому что применяемые материалы и многослойные конструкции микроэлектроники оказываются весьма чувствительными к температурным напряжениям и деформациям.

Уменьшение размеров кристаллов приводит к возрастанию плотностей тока и ведет к повышению интенсивности теплового режима, росту колебаний температуры в активной зоне.

Кроме того, микроэлектронные приборы представляют собой сложные многокомпонентные статически неопределенные системы. Неудачная совокупность параметров (теплофизических свойств), градиентов температуры могут вызвать значительные механические напряжения.

Тепловое напряжённое состояние обладает рядом специфических свойств, которые не свойственны обычным механическим нагрузкам. Различаются напряжения, которые возникают при стационарном процессе распространения тепла, и нестационарные напряжения, которые возникают в момент нагрева или охлаждения, особенно напряжения в двух- или трёхслойных конструкциях

интегральных микросхем типа электрод-кристалл-подложка.

Рассматривая на плоскости элемент и обозначая перемещения вдоль осей А, В, для плоского напряжённого состояния после приложения нагрузки осевую и угловую деформацию можно записать:

$$\varepsilon_x = \frac{dA}{dx}; \varepsilon_y = \frac{dB}{dy}; V_{xy} = \frac{dA}{dx} + \frac{dB}{dy}.$$

Деформации можно выразить через нормальные σ_x, σ_y и касательные τ_{xy} напряжения и коэффициенты упругости материалов:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E} (\sigma_x - \mu\sigma_y), \varepsilon_y = \frac{1}{E} (\sigma_y - \mu\sigma_x),$$

$$V_{xy} = \frac{\tau_{xy}}{G},$$

и, наоборот, напряжения можно выразить через деформации:

$$\sigma_x = \frac{E}{1-\mu^2} (\varepsilon_x + \mu\varepsilon_y);$$

$$\sigma_y = \frac{E}{1-\mu^2} (\varepsilon_y + \mu\varepsilon_x); \tau_{xy} = G - V_{xy}; G = \frac{E}{1+2\mu},$$

где E – модуль упругости,

σ – модуль сдвига,

μ – коэффициент Пуассона.

При изменении температуры стержня длиной l на величину ΔT происходит изменение длины стержня на величину $\Delta l = \alpha_T l \Delta T$, где α_T – температурный коэффициент. Тогда температурную деформацию можно представить как:

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta l}{l} = \alpha_T \Delta T.$$

Когда температурные деформации затруднены, то возникают температурные напряжения:

$$\sigma = \varepsilon_T E; \tau = V_T \sigma.$$

Температурные деформации иногда удобно выражать через эквивалентную механическую нагрузку, которая вызывает подобные напряжения. При этом различают несколько типов температурной деформации.

Температурные напряжения типа изгиба. Рассмотрим пластинку кристалла толщиной h и длиной l , передающую тепловой поток q в стационарном режиме. Если T - установившаяся температура, а T_0 - начальная температура, то общую температурную деформацию можно представить в виде суммы деформаций от нагрузок растяжения и изгиба:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{cp} &= \alpha_T (T_{cp} - T_0), \\ \varepsilon_n &= \alpha_T (T - T_{cp}), \end{aligned}$$

где ε_{cp} - средняя деформация;

T_{cp} - средняя температура;

ε_n - деформация типа изгиба.

Если известен передаваемый тепловой поток:

$$q = \lambda \frac{2(T - T_{cp})}{h},$$

где λ - коэффициент теплопроводности кристалла, то можно найти напряжения, соответствующие жёсткой заделке пары краев кристалла:

$$\begin{aligned} \sigma_{cp} &= \alpha_T E (T_{cp} - T_0), \\ \sigma_n &= \lambda_T E \frac{q h}{2\lambda}. \end{aligned}$$

Температурные напряжения типа сдвига. Для плёночных микросхем или тонких кристаллов с относительно жёстким электродом и подложкой опасными являются касательные напряжения, возникающие при работе в импульсном режиме. Так как обычно теплопроводность плёнки значительно меньше теплопроводности токовода, то можно считать, что температура подложки останется равной T_0 , а температура токовода равна T_n .

Перемещение на длине l при симметричной деформации от центра равно

$$\Delta l = \frac{\alpha_T l}{2} (T_n - T_0).$$

Угловая деформация определяется формулой:

$$\gamma = \frac{\Delta l}{h}.$$

Тогда касательное напряжение на плёнке трёхслойной микросхемы будет равно:

$$\tau = \alpha_T \sigma \frac{l}{2h} (T_n - T_0).$$

где C_v - удельная теплопроводность токовода;

V - объём токовода;

T_n - средняя температура токовода;

$T_{среды}$ - температура окружающей среды;

S - площадь токовода;

α - некоторый средний коэффициент теплопередачи.

Из условия сохранения энергии получим:

$$T_n - T_{среды} = \frac{P_n \cdot t_n}{C_v \cdot V + \alpha S t_n}.$$

Внутренние температурные напряжения. В общем случае распространение тепла (температурные деформации) приводят к возникновению напряжений. Назовём их внутренними температурными напряжениями независимо от способов закрепления. Такие напряжения встречаются на кристаллах и схемах при наличии тепловых потоков электрических потерь.

Пусть в стационарном режиме удельная объёмная мощность потерь будет равно P . Уравнение теплопроводности можно записать в виде

$$\lambda \frac{d^2 t}{dx^2} = P.$$

Интегрируя с учётом тепловых усилий, получим распределения температуры:

$$T = T_m - \frac{P x^2}{2\lambda},$$

где T_m - температура в центре пластины. Деформация и температура связаны между собой:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \alpha_T (T - T_0), \\ \frac{d^2 \varepsilon}{dx^2} &= \alpha_T \frac{d^2 T}{dx^2} = \frac{P}{\lambda}. \end{aligned}$$

Тогда после интегрирования получим

$$\varepsilon = \varepsilon_m = \frac{P x^2}{2\lambda},$$

где ε_m - деформация в центре пластины.

При свободной деформации без закрепления напряжения определяются только распределением температуры.

Библиографический список

1. Взятыйшев В.Ф. Методы поиска проектно-конструкторских решений при разработке радиоэлектронных средств. М: изд-во МЭИ, 1983. 85 с.

Информация об авторах

Краснощёкова Галина Фёдоровна, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: моделирование процессов в радиоэлектронных средствах.

Тюлевин Сергей Викторович, кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль, качество и надёжность космической аппаратуры.

Наседкин Алексей Васильевич, аспирант кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль и испытание радиоаппаратуры.

Мишанов Роман Олегович, студент кафедры конструирования и технологии электронных систем и устройств, Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет). E-mail: kipres@ssau.ru. Область научных интересов: контроль и испытание радиоаппаратуры.

METHODOLOGY OF ANALYSIS TEMPERATURE STRESSES IN CHIPS

© 2014 G.F. Krasnoschekova, S.V. Tyulevin, A.V. Nasedkin, R.O. Mishanov

Samara State Aerospace University, Samara, Russian Federation

The article describes the method of analysis of thermal stresses in semiconductor chips and foil. The analysis of the main types of thermal stress: bending, shear, internal. The expressions for the evaluation of thermal stresses.

Microchip, thermal stress analysis, technique, the distribution of temperature, heat flux.

References

1. Vzyatyshev V.F. Methods of search design and engineering solutions in the development of radio electronic means. M.: publ. MEI, 1983. 85 p.

About the authors

Krasnoshchekova Galina Fedorovna, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of design and technology of electronic systems and devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: modeling of processes in radioelectronic means.

Tyulevin Sergey Virtorovich, Candidate of Sciences (Engineering), assistant professor of design and technology of electronic systems and devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control, quality and reliability of spacecraft.

Nasedkin Aleksey Vasilevich, post-graduate student, Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail:

kipres@ssau.ru. Area of research: control and Test-radio.

Mishanov Roman Olegovich, student, Department of Design and Technology of Electronic Systems and Devices. E-mail: kipres@ssau.ru. Area of research: control and Test-radio.

УДК 621.517

УСТРАНЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МИКРОРЕЛЬЕФА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОНЫМИ СРЕДСТВАМИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОГО АЛГОРИТМА

© 2014 А.Д. Абрамов, Ф.Ф. Буканов

Самарский государственный технический университет

В статье рассматривается метод компенсации дополнительной погрешности измерения опτικο-электронными средствами параметров микрорельефа поверхности, которая возникает вследствие отклонения уровня светового потока от его номинального значения. Метод основывается на определении автокорреляционных функций по изображениям анализируемых поверхностей.

Метод, опτικο-электронный комплекс, измерение, преобразователь, поверхность, световой поток, изображение, погрешность, компенсация, автокорреляция.

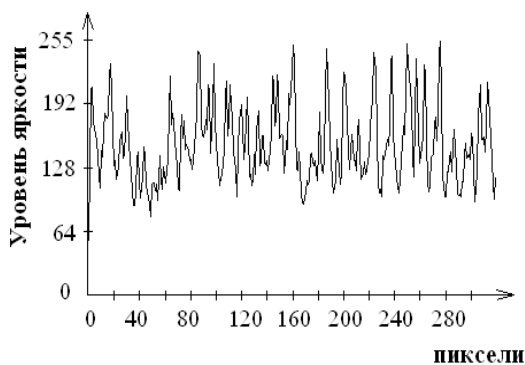
Микрорельеф рабочих поверхностей деталей машин и механизмов во многом может определять их надёжность и долговечность. Использование опτικο-электронных средств совместно со средствами компьютерной обработки сигналов для оценки параметров микрорельефа в настоящее время находит всё более широкое применение в машиностроении. [1]. При этом анализу возникающих при этом погрешностей определения параметров микрорельефа при изменении внешних условий эксплуатации опτικο-электронной аппаратуры, а также оптимальным методом устранения этих погрешностей в литературе уделено недостаточное внимание.

Для выявления характера погрешностей был создан комплекс аппаратуры, включающий оптическую систему с механической частью, видеокамеру, ПЭВМ и специально разработанное программное обеспечение [2]. Методом шлифования были изготовлены три образца из стали ШХ15 с различным микрорельефом исследуемой поверхности. Одной из характеристик микрорельефа, широко используемой в машиностроении, является его шероховатость. Она оценивается рядом гостовских параметров, в частности средним арифметическим отклонением профиля поверхности от средней линии

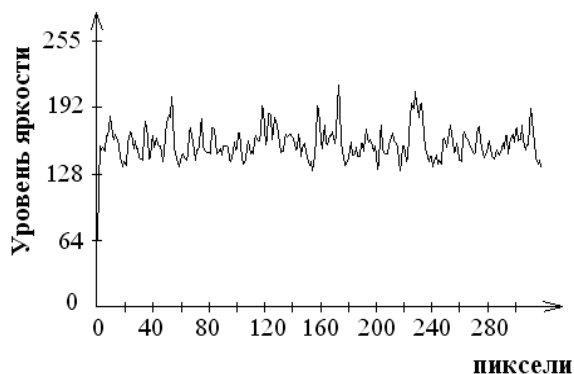
Ra , мкм. Шероховатость определялась на профилографе модели SJ - 201P: образец № 1 имел $Ra=0,56$ мкм, образец № 2 – $Ra=0,13$ мкм и образец № 3 – $Ra=0,084$ мкм. Оптическая часть комплекса была настроена таким образом, что анализируемая поверхность эталонных образцов имела размер $3 \times 2,5$ мм. Световой поток мощностью $\Phi_o = 600 \cdot 10^{-3}$ лм падал на исследуемую поверхность под углом $\alpha = 45^\circ$. Формат видеокadra, записываемого в память компьютера, составлял 320×240 пикселей. Характерные изменения яркости видеосигналов, характеризующие отражённый световой поток Φ_μ по строке видеокadra исследуемых поверхностей приведены на рис. 1.

Так как на один пиксель изображения микрорельефа в памяти ПЭВМ отводится один байт, то амплитуда видеосигнала измерялась в относительных единицах в диапазоне от $00H$ до $OFFH$. Анализ приведённых видеосигналов показывает, что наиболее заметное влияние микрорельефа поверхности оказывает на амплитуду переменной составляющей видеосигнала U_{cp} .

В работе были выполнены исследования влияния светового потока Φ_o на U_{cp} , результаты представлены на рис. 2.



Образец №1



Образец №3

Рис. 1. Изменения уровня яркости видеосигналов

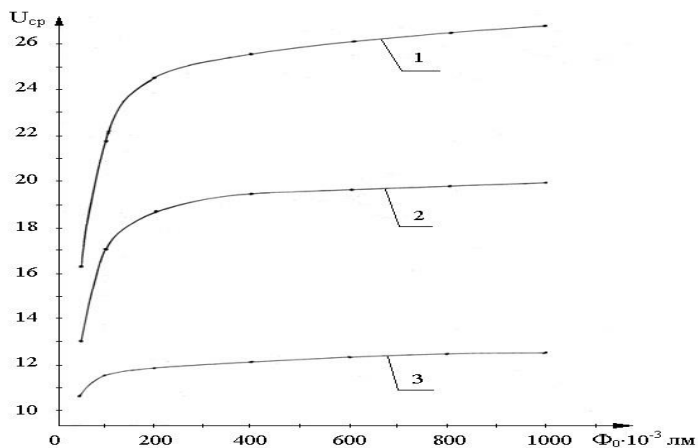


Рис. 2. Зависимость $U_{cp} = f(\Phi_o)$ для поверхностей с различной шероховатостью: 1 – $Ra=0,56$ мкм, 2 – $Ra=0,13$ мкм, 3 – $Ra=0,084$ мкм.

Их анализ показывает, что наиболее существенно U_{cp} видеосигнала изменяется при изменении светового потока Φ_o от $100 \cdot 10^{-3}$ до $300 \cdot 10^{-3}$ лм, особенно для поверхности с $Ra=0,56$ мкм. Для поверхности с меньшей шероховатостью этот показатель изменяется менее резко. При дальнейшем увеличении светового потока Φ_o от $300 \cdot 10^{-3}$ лм до $1000 \cdot 10^{-3}$ лм происходит более медленное возрастание U_{cp} для всех исследуемых поверхностей. Отметим, что в данном случае функция преобразования светового потока Φ_o в выходную величину U_{cp} зависит как от мощности светового потока, так и от параметров

исследуемого микрорельефа поверхности, то есть $U_{cp} = f(\Phi_o, Ra)$.

Примем за номинальное значение опорного светового потока величину $\Phi_{он} = 600 \cdot 10^{-3}$ лм, а для величин $\Phi_{о min}$, $\Phi_{о max}$ – значения $200 \cdot 10^{-3}$ лм и $1000 \cdot 10^{-3}$ лм, соответственно. Выбранный диапазон значений Φ_o вполне соответствует рабочим значениям светового потока, которые могут встретиться в практике применения рассматриваемой аппаратуры в заводских условиях. Отмеченные изменения светового потока можно охарактеризовать с помощью функции влияния. Согласно ГОСТ 8.009 – 72 “Нормируемые метрологические характе-

ристики. Средства измерения". Функция влияния – это зависимость изменений метрологической характеристики средств измерений от изменений влияющих величин или неинформативных параметров входного сигнала в пределах рабочих условий эксплуатации.

Для определения характера функции влияния, используя полученные зависимости $U_{cp} = f(\Phi_o, Ra)$, были вычислены отношения величин U_{cp} для разных значений Ra при значениях светового потока $\Phi_{o\min}$, Φ_{oH} , $\Phi_{o\max}$. Обозначив эти отношения как

$$K_{1,2} = U_{cp(Ra=0,56\text{мкм})} / U_{cp(Ra=0,13\text{мкм})},$$

$$K_{1,3} = U_{cp(Ra=0,56\text{мкм})} / U_{cp(Ra=0,084\text{мкм})} \quad \text{и}$$

$K_{2,3} = U_{cp(Ra=0,13\text{мкм})} / U_{cp(Ra=0,084\text{мкм})}$ получили следующие значения: при световом потоке $\Phi_{o\min} - K_{1,2} = 1,31$, $K_{1,3} = 2,09$, $K_{2,3} = 1,59$; при световом потоке $\Phi_{oH} - K_{1,2} = 1,32$, $K_{1,3} = 2,10$, $K_{2,3} = 1,60$ и при световом потоке $\Phi_{o\max} - K_{1,2} = 1,33$, $K_{1,3} = 2,19$ и $K_{2,3} = 1,60$. Найденные значения отношений позволяют обоснованно предположить, что функция влияния носит мультипликативный характер [3]. Анализ зависимостей $U_{cp} = f(\Phi_o, Ra)$ показал, что если в результате измерения величина U_{cp} приняла значение 24 отн.ед., то при опорном световом потоке $\Phi_{o\min} = 200 \cdot 10^{-3}$ лм этому значению U_{cp} будет соответствовать значение $Ra = 0,48\text{мкм}$. При номинальном световом потоке $\Phi_{oH} = 600 \cdot 10^{-3}$ лм – значение $Ra = 0,35\text{мкм}$ и при значении светового потока $\Phi_{o\max} = 1000 \cdot 10^{-3}$ лм будет соответствовать значение $Ra = 0,29\text{мкм}$. Таким образом, изменение светового потока от $\Phi_{o\min}$ до $\Phi_{o\max}$ под действием влияющей величины создаёт абсолютную погрешность определения Ra на основе измерения U_{cp} , равную $\Delta = 0,19\text{мкм}$. Отно-

сительная погрешность δ , определяемая как отношение $(\Delta / Ra_{\text{норм}}) \cdot 100\%$, составит величину $\delta = 54,3\%$, где $Ra_{\text{норм}} = 0,35\text{мкм}$. Следовательно, определение высотных параметров микрорельефа на основе непосредственного измерения амплитуды видеосигнала U_{cp} , что характерно для рефлектометрической аппаратуры рассматриваемого назначения, может привести к значительным погрешностям при колебаниях светового потока $\Delta\Phi = \Phi_{o\max} - \Phi_{o\min}$.

Наличие мультипликативного характера функции $f_{\text{вл}}(\Delta\Phi)$ диктует выбор логометрического способа устранения приведённой дополнительной погрешности [3]. Однако традиционное применение логометрического способа предусматривает введение в состав измерительной аппаратуры дополнительного осветительного канала и второй ПЗС-матрицы, что существенно увеличивает её габариты. В работе был предложен иной принцип коррекции дополнительной погрешности. Принцип сформулирован в форме требования соблюдения однозначных соответствий между набором величин $(Y_{\text{э}i}(X_{\mu i}))$, $i = 1, \dots, r$, и двумя функционалами $G_x(Y_{\text{э}i}(X_{\mu i}))$, $i = 1, \dots, r$, $x = 1, 2$, где $Y_{\text{э}i}$ характеризует отражательную способность i -го фрагмента анализируемой поверхности с шероховатостью $X_{\mu i}$, r – количество фрагментов в анализируемой поверхности, которые определяется видом обработки поверхности. При реализации частного

$$G_1(Y_{\text{э}i}(Y_{\mu i}), i = 1, \dots, r) / G_2(Y_{\text{э}i}(Y_{\mu i}), i = 1, \dots, r) \quad (1)$$

одинаковые мультипликативные компоненты числителя и знаменателя $f_{\text{вл}}(\Delta\Phi)$ сокращаются. Следовательно, реализация отношения (1) не ведёт к увеличению габаритов оптико-электронной аппаратуры для определения параметров шероховатости.

Реализация предлагаемого принципа коррекции дополнительной погрешности осуществлена с привлечением теории оптимальной линейной фильтрации сигналов известной формы [4]. Известно, что если на входе приёмника-фильтра действует двумерная величина $x(n_1, n_2)$, по отношению к которой этот фильтр согласован, то выходной сигнал $y(n_1, n_2)$ будет пропорционален автокорреляционной функции двумерного входного сигнала. Нахождения двумерной автокорреляционной функции с учётом воздействия функции влияния осуществлялось согласно известному выражению [5]

$$r_{xu}(k_1, k_2) = \frac{\sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} (u(n_1, n_2) - m_u) f_{вл}(\Delta\Phi) (x(n_1 - k_1, n_2 - k_2) - m_x) f_{вл}(\Delta\Phi)}{\sigma_u f_{вл}(\Delta\Phi) \sigma_x f_{вл}(\Delta\Phi)}, \quad (2)$$

где через $u(n_1, n_2)$ обозначен фрагмент изображения (эталон), который расположен внутри зоны поиска $x(n_1, n_2)$, а σ_u и σ_x – средние квадратические отклонения величин $u(n_1, n_2)$ и $x(n_1, n_2)$ от их математических ожиданий m_u и m_x . Как видно из приведённого выражения для $r_{xu}(k_1, k_2)$, его структура соответствует структуре выражения (1), и функции влияния $f_{вл}(\Delta\Phi)$, стоящие в числителе и знаменателе, сокращаются. Следовательно, используемую автокорреляционную функцию можно рассматривать как частный случай отношения (1) и утверждать, что она обладает искомым компенсационным свойством.

Для вычисления автокорреляционной функции в кадре, формата $K_1 \times K_2$ точек дискретизации, по специально разработанной программе, начиная с первой строки, выделялась полоса шириной N_2 пикселя [2]. По центру этой полосы задавался эталон размером $N_1 \times N_2$ пикселей. Затем эталон, начиная с крайней левой позиции исходного изображения, перемещался по выделенной полосе с шагом в 1 пиксель. При каждом совмещении эталона $u(n_1, n_2)$ и текущего фрагмента полу-

тонового изображения $x(n_1, n_2)$ подсчитывался коэффициент корреляции по формуле (2). В связи с тем, что сравниваемые фрагменты $x(n_1, n_2)$ и $u(n_1, n_2)$ берутся из одного и того же изображения поверхности, то $r_{xu}(k_1, k_2)$ является коэффициентом автокорреляции. После окончания вычислений коэффициентов автокорреляции в первой полосе задавалась следующая полоса того же формата в исходном изображении, но смещённая вниз на один пиксель. В этой полосе выполнялись те же самые действия для вычисления коэффициента автокорреляции и т.д. После обработки всего кадра исходного изображения по отмеченной методике в запоминающем устройстве ПЭВМ формировалась матрица размерностью $M_1 \times M_2$ коэффициентов автокорреляции, то есть двумерная автокорреляционная функция.

Анализ полученных зависимостей $r_{xu}(k_1, k_2)$ показал, что наиболее информативной характеристикой, по которой можно идентифицировать микрорельеф поверхностей с различной шероховатостью, является амплитуда переменной составляющей автокорреляционной функции $U_{ср}$. В работе были выполнены исследования влияния мощности светового потока на $U_{ср}$. Полученные зависимости $U_{ср} = f(Ra, \Phi_o)$ приведены на рис.3.

Как видно из приведённых данных, $U_{ср}$ остаётся постоянной для поверхности с $Ra = const$ при изменении светового потока от $\Phi_{o\min}$ до $\Phi_{o\max}$. Следовательно, предложенный метод позволит компенсировать негативное воздействие колебаний светового потока без усложнения оптико-электронной аппаратуры.

Сам принцип определения неизвестной шероховатости микрорельефа базируется на сравнении $U_{ср}$ автокорреляционных функций исследуемой и образцовых поверхностей, для которых заранее определены параметры шероховатости по известным методикам [1].

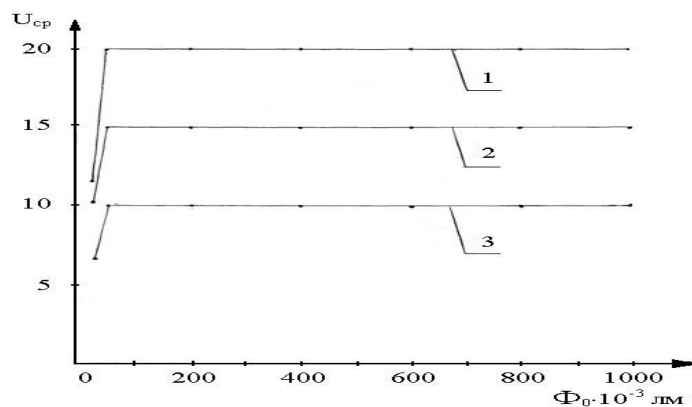


Рис. 3. Влияние изменения мощности светового потока на U_{cp} :
 1 – $Ra=0,56$ мкм, 2 – $Ra=0,13$ мкм, 3 – $Ra=0,084$ мкм.

В результате сравнения определяется, какой образцовой поверхности с заданной вероятностью идентификации соответствует найденное значение U_{cp} для ис-

следуемой поверхности и делается вывод, что исследуемая поверхность имеет такие же гостовские параметры шероховатости, как и образцовая поверхность.

Библиографический список

1. Суслов А.Г., Корсакова И.М. Назначение, обозначение и контроль параметров шероховатости поверхностей деталей машин. Учеб. пособие для вузов. М.: МГИУ, 2010. 111 с.
2. Абрамов А.Д. Определение микрогеометрии поверхности деталей машин и механизмов на основе компьютерной обработки их видеоизображений. Вестник компьютерных и информационных технологий. №11, 2008. С. 18-25.
3. Шабалдин Е.Д., Смолин Г.К., Уткин В.П., Зарубин А.П. Метрология и электрические измерения. Учеб. пособие для вузов. Екатеринбург. Изд-во ГОУ ВПО "Рос. гос. проф.-пед. ун-т", 2006. 282 с.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003. 462 с.
5. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов. М., Мир, 1988. 488с.

Информация об авторах

Абрамов Алексей Дмитриевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Электронные системы и информационная безопасность», Самарский государственный технический университет. E-mail: Esib@Samgtu.ru. Область научных интересов: информационно-измерительные системы, обработка изображений с помощью компьютерных технологий.

Буканов Фёдор Фёдорович, кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Электронные системы и информационная безопасность» Самарский государственный технический университет. E-mail: Esib@Samgtu.ru. Область научных интересов: информационно-измерительные системы, информационная безопасность.

TROUBLE ERROR PARAMETERS DETERMINATION MICRORELIEF OPTOELECTRONIC MEANS ON THE BASIS OF CORRELATION ALGORITHM

© 2014 A.D. Abramov, F.F. Bukanov
Samara State Technical University

In this article the method of compensation of auxiliary measurement error by means of optical and electronic complex of the parameters of surface microrelief which appears as a result of the deflection of the light flux level from its nominal meaning is viewed. The method is based on the determination of autocorrelative functions by the image of analyzed surface.

Optic-electronic method, measurement, convertes, surface, reference incident light, image, error, compensation, autocorrelation.

References

1. Suslov A.G., Korsakov I.M. Assigning, marking and control parameters of surface roughness of machine parts. Textbook. manual for schools. M.: MGIU, 2010. 111p.
2. Abramov A.D. Determination of surface micro-geometry of machinery parts based on computer processing of their videos. Herald of computer and information technologies. Number 11, 2008. P. 18-25.(In Russ.)
3. Shabaldin E.D., Smolin G.K., Utkin V.P., Zarubin AP Metrology or electrical measurements. Textbook. manual for schools. Yekaterinburg. Publ HPE "Ros. Reg. Prof.-ped. Univ ", 2006. 282p.
4. Baskakov SI Radio Circuits and Signals. Moscow: Higher School, 2003. 462 p.
5. Dadzhion D., Mersereau R. Digital processing of multidimensional signals. Wiley, New York, 1988. 488p.

About the authors

Abramov Alexey Dmitrievich, Candidat of Technical Sciences, Associate professor of the Department of Electronic Systems and Information Security. E-mail: Esib@Samgtu.ru. Area of research: information-measuring systems, image processing using computer technology.

Bukanov Fedor Fedorovich, Candidat of Technical Sciences, Head of Department of Electronic Systems and Information Security. E-mail: Esib@Samgtu.ru. Area of research: information-measuring systems, information security.

ВЕСТНИК
САМАРСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
имени академика С. П. КОРОЛЁВА
(национального исследовательского университета)

№ 2 (44)

2014

Ответственный за выпуск: **М.Н. Пиганов**
Корректоры: **И. И. Спиридонова, И. С. Бобров**
Компьютерная вёрстка: **Е. С. Еранцева, Е. А. Молчанов**
Переводчики: **И. Н. Каримов, П. Лушников, М. Орлов**

Каталожная цена: 1000 руб

Формат 60x84 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л.
Тираж 200. Заказ _____

Отпечатано в издательстве СГАУ
443086, г. Самара, Московское шоссе, 34