



СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

Авиационная техника

Aircraft Equipment

Лопатин А.А., Габдуллина Р.А., Саетгараев А.А., Куршев Е.Д.
Гидравлические характеристики пространственно-решетчатых каналов в системах охлаждения теплонагруженных элементов бортового радиоэлектронного оборудования

3 *Lopatin A.A., Gabdullina R.A., Saetgaraev A.A., and Kurshev E.D.*
Hydraulic Characteristics of Spatially Lattice Channels in Cooling Systems of Heat-Loaded Elements of Airborne Radio-Electronic Equipment

Строительная механика
и прочность летательных аппаратов

Structural Mechanics
and Strength of Flight Vehicles

Киселев М.А., Овчинников В.В., Петров Ю.В.
Влияние гироскопических систем демпфирования на аэроупругие колебания крупногабаритного самолета

10 *Kiselev M.A., Ovchinnikov V.V., and Petrov Yu.V.*
Influence of Gyroscopic Damping Systems on Aeroelastic Oscillations of a Large Aircraft

Климовский Д.А., Журавлев В.Ю.
Уточнение энергии поверхностного нагружения диафрагмы топливного бака

17 *Klimovskii D.A. and Zhuravlev V.Yu.*
Clarification of the Surface Loading Energy for the Fuel Tank Diaphragm

Динамика полета
и управление летательными аппаратами

Flight Dynamics
and Control of Flight Vehicles

Петунин В.И., Неугодникова Л.М.
Метод синтеза адаптивного помехоустойчивого автопилота угла крена

23 *Petunin V.I. and Neugodnikova L.M.*
Method of Synthesis of the Adaptive Noise-Immune Roll Angle Autopilot

*Соколов С.В., Маршаков Д.В., Решетникова И.В.,
Куриченко М.В.*
Стохастическая оценка параметров пространственной ориентации подвижных комплексов радиообнаружения и наведения летательных аппаратов

32 *Sokolov S.V., Marshakov D.V., Reshetnikova I.V.,
and Kurinchenko M.V.*
Stochastic Estimation of Spatial Orientation Parameters of Mobile Complexes of Aircraft Radio Detection and Guidance

Аэро- и газодинамика летательных аппаратов
и их двигателей

Aero- and Gas-Dynamics of Flight Vehicles
and Their Engines

Батраков А.С., Гарипова Л.И., Пахов В.В.
Разработка модели винтокольцевого движителя и экспериментальное исследование ее аэродинамических характеристик

45 *Batratkov A.S., Garipova L.I., and Pakhov V.V.*
Development of a Model of a Ducted Rotor and Experimental Study of Its Aerodynamic Characteristics

Душин Н.С., Михеев Н.И., Душина О.А., Давлетшин И.А.
Прогнозирование режимов вихреобразования за препятствием в канале при гармоническом изменении расхода газа

52 *Dushin N.S., Mikheev N.I., Dushina O.A., and Davletshin I.A.*
Predicting the Vortex Formation Regimes behind an Obstacle in a Channel in Conditions of Sinusoidal Flow Rate Variation

Кретов А.С., Иванов П.И., Мехоношин Ю.Г.
Воздушно-космические парашютные системы для возвращения и утилизации космических блоков: баллистика

60 *Kretov A.S., Ivanov P.I., and Mekhonoshin Yu.G.*
Aerospace Parachute Systems for the Return and Disposal of Space Blocks: Ballistics

Теория авиационных и ракетных двигателей

Aircraft and Rocket Engine Theory

Вятков В.В., Давыдов А.А., Ковалева Н.Н.
Влияние модели турбулентности и учета внутренних полостей на результаты сквозного газодинамического расчета малоразмерного газотурбинного двигателя

70 *Vyatkov V.V., Davydov A.A., and Kovaleva N.N.*
Influence of Turbulence Model and Internal Cavity Accounting on the Results of Straight-Through Gas-Dynamic Calculation of a Small-Size Gas Turbine Engine

Чорный А.Д., Жукова Ю.В., Попов И.А.
Газодинамика и теплообмен в системе подогрева гелия жидкостного ракетного двигателя

79 *Chorni A.D., Zhukova Yu.V., and Popov I.A.*
Gas Dynamics and Heat Transfer in the Helium Heating System of a Liquid Rocket Engine

Авиационные приборы
и измерительно-вычислительные комплексы

Aircraft Instruments
and Instrumentation Computer Complexes

Макеев П.А., Музафаров И.Р., Чермошентцев С.Ф.
Автоматизированное размещение элементов на печатной плате электронного средства летательного аппарата

89 *Makeev P.A., Muzafarov I.R., and Chermoshentsev S.F.*
Automated Placement of Elements on a Printed Circuit Board of an Aircraft Electronic Device

Технология авиационного производства

Демьяненко Е.Г., Охупкин Ю.С.

Исследование процесса вытяжки для получения сферообразных днищ

Дударева Н.Ю.

Влияние керамического покрытия днища поршня на тепловое состояние деталей двигателя и распределение тепловых потоков в камере сгорания

Паньков А.А.

Математическая модель деформирования препрега при выкладке на криволинейную поверхность

Соловьев Р.И., Балькаев Д.А., Ледяев И.В., Амирова Л.М.

Определение параметров и верификация математической модели процесса термоформования углепластика на основе полипропилена

Автоматизация проектирования и производства авиационной техники

Дородных Н.О., Николаичук О.А., Котлов Ю.В., Юрин А.Ю.

О подходе к построению баз знаний для задач авиационной диагностики

Радиотехника и связь

Гайнутдинов Р.Р., Чермошентцев С.Ф., Голубович Д.А.

Экспериментальные исследования влияния эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи летательного аппарата на радиоприемники через антенные системы

Кустов О.Ю., Храмов И.В., Кузнецов А.А.

Оценка акустических характеристик низкочастотных образцов звукопоглощающих конструкций с разной геометрией отверстий методом передаточной функции при высоких уровнях звукового давления

Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В.

Методология определения уровня помех дробности в синтезаторах частот с дробно-переменными делителями частоты

Пафиков Е.А., Тимошенко А.В., Тычков А.Ю., Савчук А.М., Захаров А.С.

Пространственно-временные характеристики сигналов радиолокационных станций с синтезированной апертурой с учетом отражения от целей и местных предметов

Рютин К.Е., Фокин Г.А.

LibreSDR: разработка и экспериментальная апробация встроенного программного обеспечения

Шушпанов Д.В.

О построении многоконтурной отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения

ТЕХНИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ

Проектирование и доводка авиационных и ракетных двигателей

Бакланов А.В., Валиев Ф.М.

Исследование содержания токсичных веществ в продуктах сгорания турбулентного пламени

Теория авиационных и ракетных двигателей

Егоров А.Г., Тизилов А.С.

Исследование массообмена зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива

Журнал «Известия вузов. Авиационная техника» включен в утвержденный ВАК Перечень ведущих рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Aircraft Production Technologies

Dem'yanenko E.G. and Okhapkin Yu.S.

Investigation of the Drawing Process for Obtaining the Spherical Bottoms

Dudareva N.Yu.

Influence of the Piston Crown Ceramic Coating on the Thermal State of Engine Parts and Heat Flows Distribution in the Combustion Chamber

Pan'kov A.A.

Mathematical Model of Prepreg Deformation on a Curvilinear Surface

Solov'ev R.I., Bal'kaev D.A., Ledyayev I.V., and Amirova L.M.

Determination of Parameters and Verification of the Model for the Thermoforming Process of Polypropylene-Based Carbon Fiber-Reinforced Plastic

Automation of Design and Production of Aeronautical Equipment

Dorodnykh N.O., Nikolaichuk O.A., Kotlov Yu.V., and Yurin A.Yu.

An Approach to Building Knowledge Bases for Aviation Diagnostics Tasks

Radio Engineering and Communication

Gainutdinov R.R., Chermoshentsev S.F., and Golubovich D.A.

Experimental Studies of the Impact of Electromagnetic Influences from Aircraft Interface Communication Lines on Radio Receivers through Antenna Systems

Kustov O.Yu., Khramtsov I.V., and Kuznetsov A.A.

Estimation of Acoustic Characteristics for Low-Frequency Sound-Absorbing Structure Samples with Different Hole Geometry by Transfer Function Method at High Sound Pressure Levels

Len'shin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., and Shatalov E.V.

Methodology for Determining the Level of Fractional Interference in Frequency Synthesizers with Fractional Variable Frequency Dividers

Pafikov E.A., Timoshenko A.V., Tyчков A.Yu., Savchuk A.M., and Zakharov A.S.

Spatial and Temporal Characteristics of Synthetic Aperture Radar Signals Taking into Account Reflections from Targets and Local Objects

Ryutin K.E. and Fokin G.A.

LibreSDR: Development and Experimental Validation of Embedded Software

Shushpanov D.V.

On the Construction of a Multi-Loop Feedback System in a Pulse Voltage Converter

TECHNICAL NOTES

Aircraft and Rocket Engine Design and Development

Baklanov A.V. and Valiev F.M.

Investigation of the Formation of Toxic Substances in the Combustion Products of a Turbulent Flame

Aircraft and Rocket Engine Theory

Egorov A.G. and Tizilov A.S.

Investigation of Mass Transfer in the Recirculation Zone with the Main Flow of Pseudoliquid Fuel

Гидравлические характеристики пространственно-решетчатых каналов в системах охлаждения теплонагруженных элементов бортового радиоэлектронного оборудования

Рассматриваются гидравлические характеристики каналов с пространственными решетчатыми структурами, полученными методом лазерного селективного спекания металлического порошка. Исследуются проблемы охлаждения и термостабилизации теплонагруженных элементов радиоэлектронного и электросилового оборудования в условиях нарастающего тепловыделения современной элементной базы. Проводится анализ пористых теплообменных элементов и их применение с высокотехнологичными пространственными решетчатыми структурами. Рассматривается применение пространственных решетчатых структур в качестве теплообменных элементов для оптимизации теплоотдачи и обеспечения высоких прочностных характеристик конструкций. Получены результаты исследования, подтверждающие перспективность применения радиаторов на основе пространственных решетчатых структур в системах охлаждения и термостабилизации с обеспечением оптимального сочетания гидравлических и теплообменных характеристик.

А.А. ЛОПАТИН,
канд. техн. наук,
Р.А. ГАБДУЛЛИНА,
канд. техн. наук,
А.А. САЕТГАРАЕВ,
аспирант,
Е.Д. КУРШЕВ,
студент
(КНИТУ-КАИ, Казань)
rozzy94@mail.ru

Системы охлаждения, решетчатые структуры, коэффициент гидравлического сопротивления, радиатор с пространственно-решетчатыми структурами, интенсификация теплоотдачи

Актуальность проблемы охлаждения и термостабилизации теплонагруженных элементов радиоэлектронного и электросилового оборудования обусловлена развитием микроэлектроники, что, в свою очередь, привело к значительному росту тепловыделения современной элементной базы. В связи с этим особенно важно исследование надежности радиоэлектронных систем с учетом влияния тепловых режимов на этапе проектирования, что было отмечено в работе [1], где проводилась оценка показателей надежности радиоэлектронной системы при неопределенных данных об интенсивности отказов ее компонентов в результате разрушительного воздействия температуры и перегрева.

Для увеличения вычислительных возможностей необходимо было решить проблему оптимизации архитектуры процессоров. Метод оптимизации заключался в увеличении количества транзисторов в каждом слое электронного компонента и, как следствие, в постоянной миниатюризации, что привело к перманентному росту тепловыделения. Необходимо отметить, что для повышения эффективности радиаторов современных систем охлаждения и термостабилизации применяются различного рода интенсификаторы теплоотдачи, а также совершенствуются формы теплоотводящих поверхностей.

Перспективным видом теплоотводящих поверхностей являются пористые теплообменные элементы. Одна из разновидностей пористых теплообменных элементов с упорядоченной структурой – пространственные решетчатые структуры, которые все чаще применяются в теплоэнергетическом оборудовании [2–4]. Преимущество упорядоченной решетчатой структуры заключается в значительной площади в едином объеме с отсутствием замкнутых и тупиковых пор-объемов, что позволяет потенциально обеспечить максимальное и многократное перемешивание потока теплоносителя при значительно меньших, чем при неупорядоченной пористости, гидравлических сопротивлениях.

Проанализировав тематические литературные источники, можно выделить основные направления прикладного развития решетчатых структур. Во-первых, пространственных структуры активно используются для проектирования сложных конструктивных элементов и позволяют за счет предварительной топологической оптимизации основных элементов в значительной степени уменьшить массу готового изделия или элемента при сохранении основных механических свойств готового изделия [5]. Кроме того, благодаря применению решетчатых пространственных структур можно спроектировать элементы кон-

струкций с заданной анизотропией как в продольном, так и в поперечном направлениях. Такой подход фактически позволяет создавать новый дизайн существующих элементов конструкций и даже целых изделий. При этом благодаря использованию новых цифровых технологий при проектировании в конечном итоге снижаются будущие эксплуатационные издержки. Во-вторых, пространственные решетчатые структуры обеспечивают высокие прочностные характеристики готовых изделий. В некоторых случаях такие конструкции могут частично осуществлять несущую функцию, обеспечивая тем самым оптимизацию использования материала. В-третьих, при достаточно малых объемах решетчатые радиаторы имеют значительную полезную площадь, что обеспечивает наиболее полное взаимодействие рабочей поверхности с теплоносителем. Применение различных по форме структур в зависимости от свойств и агрегатного состояния теплоносителя позволяет оптимизировать гидравлические характеристики при одновременной максимизации теплоотдачи. При этом, учитывая результаты современных исследований [4, 6–9], можно утверждать, что пространственные решетчатые структуры успешно применяются для интенсификации теплоотдачи как при конвективном теплообмене, так и при условии кипения теплоносителя.

Радиаторы на основе решетчатых структур в условиях вынужденной конвекции широко применяются в различных системах, обеспечивающих охлаждение и термостабилизацию теплонагруженных элементов радиоэлектронного и электросилового оборудования [10–14].

В данной работе рассмотрены вопросы гидравлических характеристик каналов с вставками в виде решетчатых упорядоченных структур.

Пространственные решетчатые структуры получены методом лазерного селективного спекания. Средний размер пор – 1,2 мм (± 25 мкм). Для изготовления трехмерных рабочих участков использовалась система лазерного селективного спекания EOSINT M270 для производства прототипов и готовых изделий из порошков металлов. В процессе работы установки порошок наносится на поверхность рабочей платформы или на предыдущий слой с помощью специального подающего агрегата. Одновременно с нанесением материала слой выравнивается. Толщина слоя зависит от конкретной установки и используемого материала (0,015...0,15 мм). Затем лазером на слое спекаются зоны, являющиеся частью детали. Спекаясь, данные зоны соединяются с предыдущим слоем. После очередной процедуры спекания платформа опускается на толщину слоя, наносится новый слой порошка, и процесс повторяется снова. Увеличенная структура пространственной решетки рабочего участка № 3 с различной степенью увеличения представлена на рис. 1: *a* – 0,5 мм; *b* – 0,2 мм; *в* – 0,1 мм.

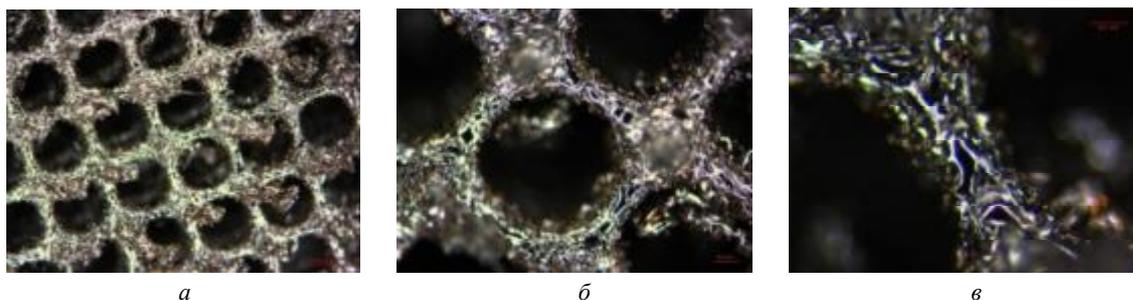


Рис. 1

Потери давления, ΔP , через исследуемую решетчатую «вставку» в канале определяются следующим образом:

$$\Delta P = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}} \quad (1)$$

Для определения гидравлического сопротивления на практике принято использовать безразмерный коэффициент гидравлического сопротивления ξ , который определяется по формуле [15]

$$\xi = \frac{\Delta P 2d_{\text{п}} \Pi}{\rho w^2 L} \quad (2)$$

где d_n – диаметр поры, м, принимается в качестве характерных размеров, описанных в большинстве литературных источников для определения числа Рейнольдса и числа Нуссельта [16]; Π – пористость решетчатой вставки, определяется отношением объема пустот к полному объему пористого тела; ρ – плотность воздушного потока на входе в решетчатую часть канала, кг/м^3 ; L – длина решетчатой структуры, м; w – скорость воздушного потока на входе в решетчатую часть канала, м/с.

Благодаря численному моделированию возможно максимально эффективно исследовать гидравлическую и тепловую эффективность решетчатых структур. В современной тематической литературе представлены практические исследования различных характеристик пространственных решетчатых конструкций, основанные на применении современных численных методов анализа [17–21].

В настоящей работе математическое моделирование реализовывалось с помощью пакета ANSYS Fluent на основе решения уравнений Навье – Стокса. Замыкание системы уравнений осуществлялось при помощи стандартной модели турбулентности k - ϵ . Расчетная сетка содержала в среднем 2,9 млн гексагональных ячеек с минимальным ортогональным качеством 0,05.

В расчетную модель канала с решетчатым радиатором, кроме расчетной сетки, входили граничные условия, модели турбулентности, настройки решателя. Граничные условия на входе в расчетную область (в начале канала): массовый расход, статическое давление на входе в канал, изменение скорости давления и температуры. Давление на входе задавалось согласно данным натурных испытаний.

Экспериментальные исследования проводились на стенде, представляющем собой разомкнутый воздушный расходный контур, оснащенный средствами измерениями статического и полного давления, а также температуры рабочего тела на входе в участок.

Рабочая схема экспериментального стенда представлена на рис. 2. Здесь: 1 – место установки решетчатого элемента; 2 – входной конфузор; 3 – отборники статического и полного давления.

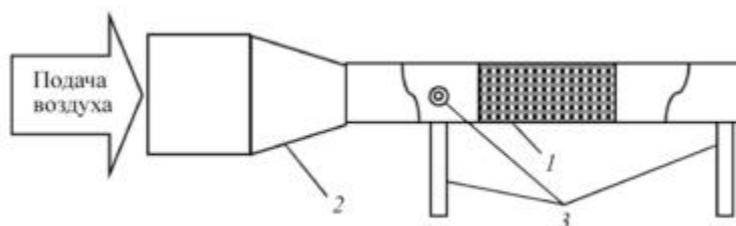


Рис. 2

Давление измерялось с помощью манометров с погрешностью $\pm 0,5$ % от полной шкалы. Рабочий участок крепился внутри выходного патрубка стенда и фиксировался стопорным болтом, тем самым обеспечивалась его неподвижность и точная координация. В качестве рабочего тела использовался окружающий воздух без предварительной очистки. Температура окружающего воздуха измерялась термометром с погрешностью $\pm 0,2$ °С. Скорость набегающего потока воздуха варьировалась в диапазоне 5...60 м/с.

Исследование гидравлических характеристик проводилось на трех рабочих участках.

Схема продольного среза двух рабочих участков представлена на рис. 3: *а* – продольный срез канала № 1 с крупными порами; *б* – продольный срез канала № 2 со средними порами.

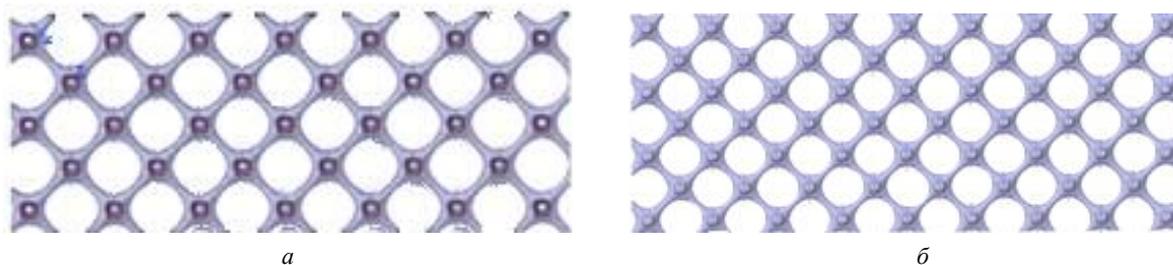


Рис. 3

Два участка представляли собой прямоугольные каналы (ширина – 20×20 мм, длина – 50 мм), заполненные пористыми теплообменными элементами с различной плотностью размещения. Степень пористости участка № 1 составляла 0,9, участка № 2 – 0,89. Степень пористости канала увеличивалась за счет увеличения количества слоев. Одновременно происходило уменьшение размера пор. Третий участок представлял собой полый (гладкий) канал длиной 50 мм и шириной 20×20 мм. Этот рабочий участок служил базой для тестирования, а также для сравнения гидравлических параметров каналов, заполненных решетчатыми структурами.

Геометрические параметры пор двух рабочих участках приведены на рис. 4: *а* – канал № 1 с «крупными» порами; *б* – канал № 2 со «средними» порами.

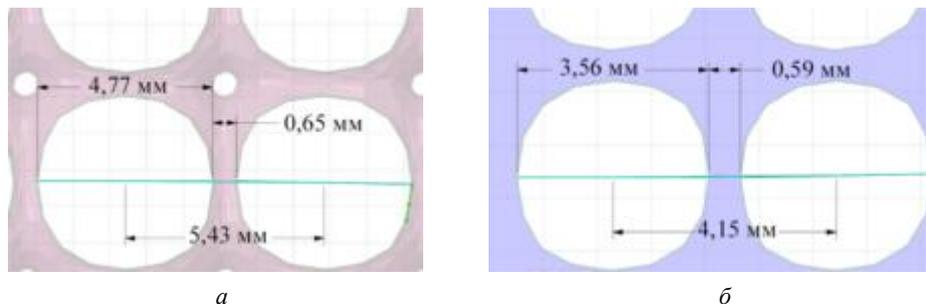


Рис. 4

Тестовое численное моделирование гидравлических процессов в канале с решетчатыми радиаторами проводилось в программном комплексе ANSYS Fluent, требуемая сходимость была достигнута на 800-й итерации. В результате решения системы уравнений Навье – Стокса для данной расчетной модели получены подробные поля давлений и скоростей по всей области решения. Полное давление на входе и выходе отличается от экспериментального в среднем на 4–10 %.

Пример расчетной сетки представлен на рис. 5. Процесс расчета продолжался до тех пор, пока точность безразмерных невязок по энергии не достигала значений 10^{-6} .

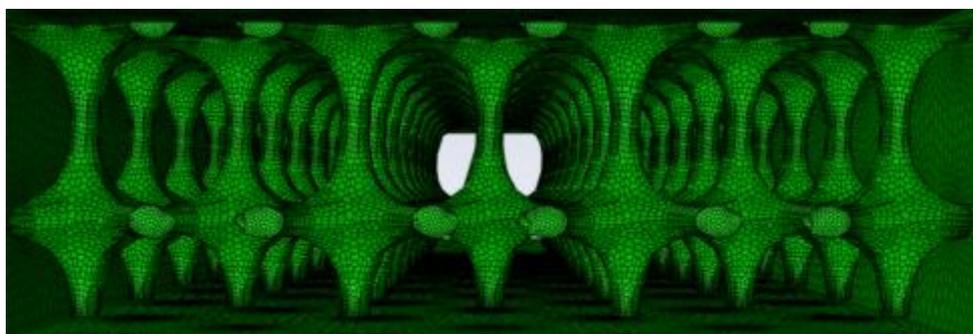


Рис. 5

На рис. 6 показан пример модели распределения давления на рабочем участке.

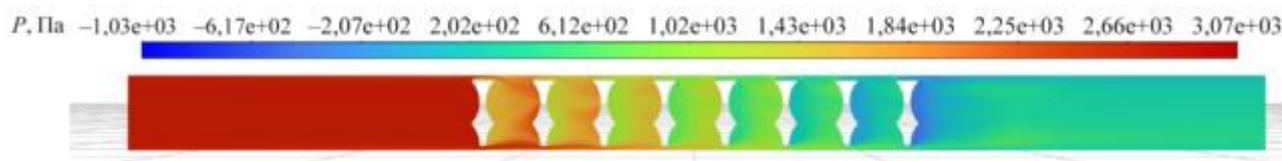


Рис. 6

Приведем основные результаты экспериментальных исследований, проведенных на трех рабочих участках (два – с пространственной решетчатой конструкцией и различной плотностью размещения, третий – гладкий).

На рис. 7 представлена зависимость скорости потока перед участком от перепада давления в канале с решетчатым радиатором.

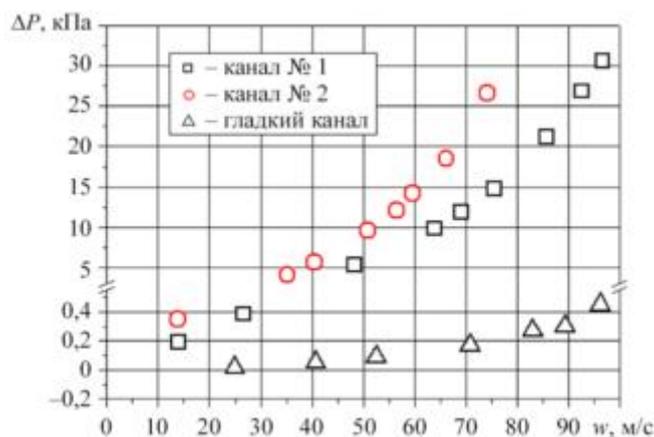


Рис. 7

При невысоких скоростях течения теплоносителя (примерно 12–13 м/с) получены очень близкие значения перепада давления на рабочих участках № 1, 2 (см. рис. 7). С дальнейшим ростом начальной скорости потока наблюдается существенный рост перепада давления, обусловленный естественными потерями в трехмерных решетчатых структурах. При этом канале № 2 с большой плотностью размещения внутренних элементов величина перепада давления увеличивается, в отличие от значений, полученных в случае канала № 1. Так, при скоростях потока примерно 47–53 м/с значения перепада давления составили около 4,5 кПа, при 64–66 м/с – 8 кПа, при 75 м/с – уже практически 12 кПа. Таким образом, при скоростях потока, больших 40 м/с, наблюдается значительное расхождение в перепадах давления на рабочих участках.

Значения перепада давления в гладком канале во всем диапазоне начальных скоростей теплоносителя аналогичны зависимостям в случае каналов с пространственными решетчатыми конструкциями.

Зависимости гидравлического сопротивления от режимного параметра – числа Рейнольдса (рис. 8) – аналогичны результатам, полученным в работах [21, 22].

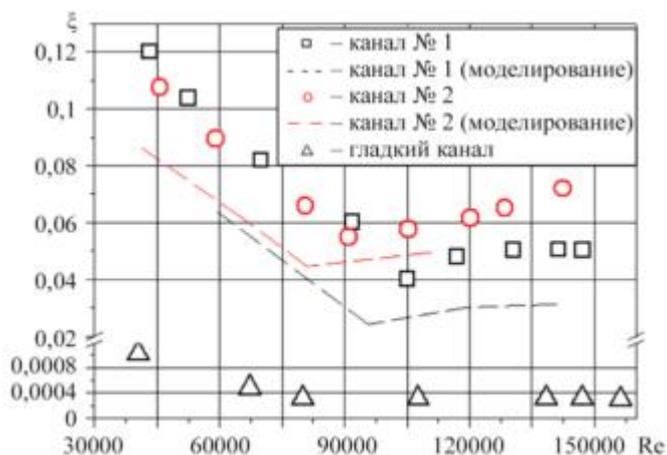


Рис. 8

Как следует из представленной зависимости (см. рис. 8), при $Re > 90000$ наблюдается существенное расслоение участков № 1, 2 по параметру «гидравлическое сопротивление». Это объясняется опережающим воздействием стесненности канала при увеличении чисел Рейнольдса.

С целью оптимизации дальнейших исследований гидравлических характеристик каналов с пространственными решетчатыми конструкциями было проведено численное исследование в пакете ANSYS Fluent. Результаты моделирования также представлены на рис. 8. Полученные результаты соответствуют

данным [23, 24]. Расчетные зависимости для обоих каналов, как следует из графика (см. рис. 8), схожи с результатами физического моделирования. Согласно графическим зависимостям (см. рис. 8) данные, полученные методом моделирования для обоих участков, во всем диапазоне режимных параметров систематически занижены. Так, для участка № 1 при $Re = 42000$ до $Re \approx 95000 \div 100000$ разница между результатами эксперимента и моделирования в среднем составляет 42 %, а при $Re > 105000$ уже 34 %. Аналогичные результаты получены в случае участка № 2: при $Re = 45000$ до $Re = 85000 \div 90000$ разница между результатами эксперимента и моделирования составляет 25 %, а с ростом числа Рейнольдса (более 90000) различие сокращается до 15 %. В данном случае при моделировании наблюдается упрощение описания решетчатой поверхности, из-за чего недостаточно полно учитывается комплексность процесса сплавления и возникают неоднородности и шероховатости реальных поверхностей. Например, возможен недостаточный учет хаотично расположенных шероховатостей или оплавление «лишних» крупиц порошка в процессе аддитивного производства.

Когда внутреннее пространство каналов равномерно заполнено упорядоченной трехмерной структурой с достаточно высокой поверхностной шероховатостью (см. рис. 1), реальные гидравлические потери находятся в диапазоне полученных экспериментальных данных с учетом неопределенности, фиксированной в результате исследований. Для улучшения точности моделирования подобных процессов в ANSYS Fluent необходимо использовать более сложные модели турбулентности, а также совершенствовать методы и специальные граничные условия, способствующие корректному учету факторов, характерных для реального процесса сплавления.

Таким образом, согласно результатам проведенного физического и математического моделирования зависимости гидравлического сопротивления от режимного параметра соответствуют данным других работ, где исследуются пространственные решетчатые структуры. Определено, что во всем диапазоне чисел Рейнольдса значения, полученные при помощи моделирования, находятся ниже экспериментальных значений. Полученные в статье результаты также могут быть основой численного моделирования гидравлических параметров и оптимизации проектирования новых теплообменных устройств с использованием пространственных решетчатых структур. В связи с этим возможно создание более эффективных и инновационных решений в области теплообмена и охлаждения теплонагруженных элементов энергетического и радиоэлектронного оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тимошенко А.В. и др. Оценка показателей надежности радиоэлектронной системы при неопределенных данных об интенсивности отказов ее компонент в результате деструктивного влияния температуры // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 3. С. 225–232.
2. Leary M. et al. Inconel 625 Lattice Structures Manufactured by Selective Laser Melting (SLM): Mechanical Properties, Deformation and Failure Modes // Materials & Design. 2018. Vol. 157. P. 179–199.
3. Bajaj P. et al. Steels in Additive Manufacturing: A Review of Their Microstructure and Properties // Materials Science and Engineering A. 2020. Vol. 772. Article № 138633.
4. Sarabhai S. et al. Understanding the Flow and Thermal Characteristics of Non-Stochastic Strut-Based and Surface-Based Lattice Structures // Materials & Design. 2023. Vol. 227. Article № 111787.
5. Liu F. et al. Functionally Graded Porous Scaffolds in Multiple Patterns: New Design Method, Physical and Mechanical Properties // Materials & Design. 2018. Vol. 160. P. 849–860.
6. Ke H. et al. Thermal-Hydraulic Performance and Optimization of Attack Angle of Delta Winglets in Plain and Wavy Finned-Tube Heat Exchangers // Applied Thermal Engineering. 2019. Vol. 150. P. 1054–1065.
7. Zhang Y., Kong D., Liu S. Experimental Study of Forced Convection Heat Transfer of Graded Metal Honeycomb Fabricated by Additive Manufacturing // International Communications in Heat and Mass Transfer. 2018. Vol. 98. P. 67–73.
8. Liu X.C. et al. Solving Steady and Transient Radiative Transfer Problems with Strong Inhomogeneity via a Lattice Boltzmann Method // International Journal of Heat and Mass Transfer. 2020. Vol. 155. Article № 119714.
9. Hamidi E. et al. Lattice Boltzmann Method Simulation of Flow and Forced Convective Heat Transfer on 3D Micro X-Ray Tomography of Metal Foam Heat Sink // International Journal of Thermal Sciences. 2022. Vol. 172. Article № 107240.
10. Poureslami P. et al. Pore-Scale Convection-Conduction Heat Transfer and Fluid Flow in Open-Cell Metal Foams: A Three-Dimensional Multiple-Relaxation Time Lattice Boltzmann (MRT-LBM) Solution // International Communications in Heat and Mass Transfer. 2021. Vol. 126. Article № 105465.

11. Yun S. et al. Performance Improvement of Hot Stamping Die for Patchwork Blank Using Mixed Cooling Channel Designs with Straight and Conformal Channels // Applied Thermal Engineering. 2020. Vol. 165. Article № 114562.
12. Коновалов Д.А. и др. Разработка методов интенсификации теплообмена в микроканальных теплообменниках гибридных систем термостабилизации // Вестник ВГТУ. 2016. № 3. С. 21–30.
13. Xiao Z. et al. Evaluation of Topology-Optimized Lattice Structures Manufactured via Selective Laser Melting // Materials & Design. 2018. Vol. 143. P. 27–37.
14. Sing S.L., Wiria F.E., Yeong W.Y. Selective Laser Melting of Lattice Structures: A Statistical Approach to Manufacturability and Mechanical Behavior // Robotics and Computer-Integrated Manufacturing. 2018. Vol. 49. P. 170–180.
15. Попов И.А. Гидродинамика и теплообмен в пористых теплообменных элементах и аппаратах. Интенсификация теплообмена. Казань: Центр инновационных технологий, 2007. 240 с.
16. Жижкин А.М. Гидравлические потери в элементах из материала МР // Вестник СГАУ. 2006. № 2-2 (10). С. 173–176.
17. Wang Xiang et al. Numerical Investigation on Hydraulic and Thermal Characteristics of Micro Latticed Pin Fin in the Heat Sink // International Journal of Heat and Mass Transfer. 2020. Vol. 149. Article № 119157.
18. Kim T., Hodson H.P., Lu T.J. Fluid-Flow and Endwall Heat-Transfer Characteristics of an Ultralight Lattice-Frame Material // International Journal of Heat and Mass Transfer. 2004. Vol. 47. Iss. 6–7. P. 1129–1140.
19. Kim T. et al. Convective Heat Dissipation with Lattice-Frame Materials // Mechanics of Materials. 2004. Vol. 36. Iss. 8. P. 767–780.
20. Wei K. et al. Fabrication and Heat Transfer Characteristics of C/SiC Pyramidal Core Lattice Sandwich Panel // Applied Thermal Engineering. 2015. Iss. 81. P. 10–17.
21. Лопатин А.А. и др. Численное моделирование конвективного теплообмена при вынужденном движении теплоносителя в системах охлаждения с разрезным оребрением // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 3. P. 157–163.
22. Saghir M.Z. et al. Study of the Thermal and Hydraulic Performance of Porous Block versus Gyroid Structure: Experimental and Numerical Approaches // Energies. 2024. Vol. 17. № 4. Article № 861.
23. Kuang X., Sansalone J., Ying G., Ranieri V. Pore-Structure Models of Hydraulic Conductivity for Permeable Pavement // Journal of Hydrology. 2011. Vol. 399. Iss. 3-4. P. 148–157.
24. Лопатин А.А. и др. Теплоотдача радиатора с пространственной решетчатой упорядоченной структурой в условиях свободной конвекции // Вестник Международной академии холода. 2023. № 4. С. 33–43.

Поступила в редакцию 29.01.25

После доработки 7.03.25

Принята к публикации 10.03.25

Hydraulic Characteristics of Spatially Lattice Channels in Cooling Systems of Heat-Loaded Elements of Airborne Radio-Electronic Equipment

A.A. LOPATIN, R.A. GABDULLINA, A.A. SAETGARAEV, AND E.D. KURSHEV

Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

Hydraulic characteristics of channels with spatial lattice structures obtained by laser selective sintering of metal powder are considered. The problems of cooling and thermal stabilization of heat-loaded elements of radio-electronic and electric power equipment under conditions of increasing heat generation of modern element base are investigated. Porous heat-exchange elements and their application with high-tech spatial lattice structures are analyzed. Application of spatial lattice structures as heat-exchange elements for optimization of heat transfer and ensuring high strength characteristics of structures is considered. The results of the research confirming the promising application of radiators based on spatial lattice structures in cooling and thermal stabilization systems with the provision of an optimal combination of hydraulic and heat exchange characteristics are obtained.

Cooling systems, lattice structures, hydraulic resistance coefficient, radiator with spatial lattice structures, heat transfer intensification

Влияние гироскопических систем демпфирования на аэроупругие колебания крупногабаритного самолета

Проведена оценка влияния гироскопических систем демпфирования на аэроупругие и прочностные характеристики крупногабаритного самолета с помощью математической модели аэроупругости самолета с учетом подвижности топлива в крыльевых топливных баках. Показано, что гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме скоростного гироскопа, обеспечивает гашение колебаний двигателей, установленных на упругих пилонах под крылом, и позволяет устранить локальную аэроупругую неустойчивость, обусловленную взаимодействием крутильных колебаний крыла и двигательных упругих тонов. Установлено, что благодаря гироскопической системе демпфирования, выполненной по схеме пружинного маятника, уменьшается уровень нагрузок на крыло в области первого изгибного тона, существенно влияющий на усталостную повреждаемость верхней панели крыла при движении по земле. Представлены результаты расчета для самолетов Ил-76, Ту-204.

М.А. КИСЕЛЕВ,

д-р техн. наук

(МГТУ ГА, Москва),

В.В. ОВЧИННИКОВ,

д-р техн. наук

(МГТУ им. Н.Э. Баумана,

Москва),

Ю.В. ПЕТРОВ,

д-р техн. наук

(МГТУ ГА, Москва)

m.kiselev@mstuca.ru

Аэроупругость, силовой гироскоп, динамическая устойчивость, демпфирование колебаний, передаточная функция

В процессе взаимодействия упругого летательного аппарата с окружающей средой (полет в условиях атмосферной турбулентности, движение по неровному аэродрому) возникают упругие колебания элементов конструкции планера, являющиеся причиной возникновения различных проблем статической и динамической неустойчивости, а также накопления усталостных повреждений. В настоящее время проблема управления аэроупругими колебаниями элементов конструкции летательного аппарата исследуется во многих работах. Для решения данной задачи предлагается использовать широкий комплекс устройств, начиная со сложнейших активных систем управления колебаниями и заканчивая простейшими инерционными гасителями. Наряду с известными методами управления аэроупругими колебаниями элементов конструкции летательного аппарата практический интерес представляет возможность реализации метода непосредственной гироскопической стабилизации. Для решения данной задачи предлагается использовать гироскопические устройства, основным элементом которых является силовой гироскоп.

Теоретической основой подхода являются работы [1–4]. Основным результатом проведенных исследований является установление того факта, что устойчивость динамической системы можно повысить введением в нее дополнительных гироскопических, диссипативных и потенциальных сил. Данными о технической реализации этого метода [5–16] подтверждена его достаточно высокая эффективность. Разработанные устройства являются эффективным средством гашения аэроупругих колебаний элементов конструкции летательного аппарата в том случае, если удастся выделить один или несколько упругих тонов, определяющих аэроупругую динамическую устойчивость либо динамическую реакцию на внешние возмущения. Именно на эти тона следует настраивать гироскопические системы демпфирования.

Преимуществами гироскопических систем демпфирования по сравнению с другими системами гашения колебаний являются сравнительная простота и надежность. Гироскопические устройства эффективнее инерционных динамических гасителей при тех же массогабаритных параметрах, они размещаются во внутренних объемах летательного аппарата. В отличие от активных систем управления колебаниями с аэродинамическими исполнительными органами, гироскопические устройства могут быть использованы для гашения колебаний при наземных режимах эксплуатации самолета. Они позволяют совместить место фиксации входного сигнала с местом приложения управляющего воздействия, так как одновременно являются чувствительным элементом и исполнительным устройством. В процессе

функционирования гироскопических устройств не требуется сложных автоматических устройств для адаптации.

Вместе с тем для применения гироскопических систем демпфирования требуется внесение в конструкцию некоторой дополнительной массы. Под этим подразумевается не противопоставление гироскопических систем демпфирования активным системам управления колебаниями с очевидными преимуществами, а существование актуальных практических задач, которые могут быть успешно решены посредством гироскопических систем демпфирования (увеличение критической скорости флаттера несущих и рулевых поверхностей, демпфирование колебаний двигателей на упругих пилонах, снижение уровня и повторяемости динамических нагрузок, действующих на летательный аппарат при движении по аэродрому и др.).

Известные гироскопические системы демпфирования могут быть приведены к двум принципиальным схемам: гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме скоростного гироскопа (гироскопическая система демпфирования – скоростной гироскоп) и гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме пружинного гиромаятника (гироскопическая система демпфирования – гиромаятник) [16].

Гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме скоростного гироскопа (рис. 1), предназначена для гашения преимущественно крутильных упругих колебаний элементов конструкции летательного аппарата.

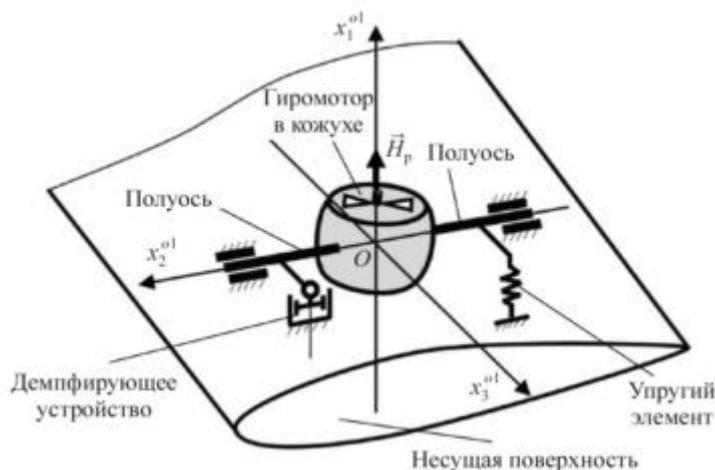


Рис. 1

Гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме скоростного гироскопа, включает следующие основные конструктивные элементы: гиromотор в кожухе; две полуоси, жестко закрепленные на кожухе и сопряженные посредством шарниров с силовыми элементами конструкции несущей поверхности летательного аппарата; упругий элемент; демпфирующее устройство. Система координат $Ox_1^{o1}x_2^{o1}x_3^{o1}$ связана с кожухом. Принцип действия гироскопической системы демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа, сводится к тому, что при крутильных колебаниях несущей поверхности силовой гироскоп совершает колебания относительно оси Ox_2^{o1} , создавая компенсирующий гироскопический момент и рассеивая часть энергии колебаний системы в демпфирующем устройстве.

На рис. 2 приведена принципиальная схема «гироскопическая система демпфирования – гиромаятник».

Принцип действия гироскопической системы демпфирования, выполненной по схеме пружинного гиромаятника, фактически не отличается от работы инерционного гасителя колебаний форм [17, 18]. Однако за счет введения силового гироскопа существенно возрастают инерционные свойства маятника, а значит, и эффективность его функционирования при тех же массогабаритных параметрах гасителя. Гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме пружинного гиромаятника, в основном используется для гашения изгибных колебаний защищаемой конструкции.

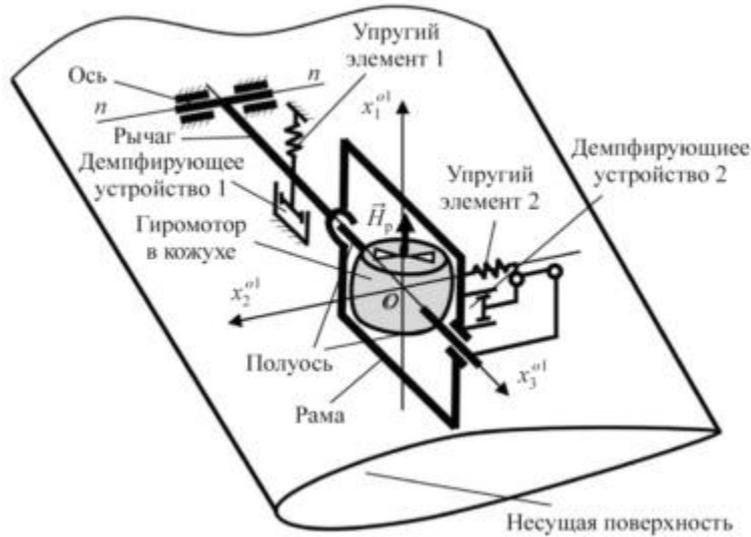


Рис. 2

Для построения математической модели упругого летательного аппарата при возмущенном движении используется метод базовых форм [19]. Математическая модель летательного аппарата с силовыми гироскопами по структуре подобна модели с подвижным топливом в баках [20]. Рассмотрим случай установки на борту летательного аппарата гироскопической системы демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа.

Гиромотор устройства (ротор) приводится во вращение с постоянной угловой скоростью ω_p , кинетический момент $\vec{H}_p = J_{1p}\omega_p$, где J_{1p} – момент инерции ротора относительно оси собственного вращения. Пусть в исходном состоянии системы координат, связанные с конструкцией самолета $Ox_1^k x_2^k x_3^k$, кожухом $Ox_1^{o1} x_2^{o1} x_3^{o1}$ и невращающимся ротором $Ox_1^p x_2^p x_3^p$, совпадают. Оси систем $Ox_1^{o1} x_2^{o1} x_3^{o1}$ и $Ox_1^p x_2^p x_3^p$ являются главными центральными осями инерции. Податливостью опор крепления ротора к кожуху пренебрегаем. Тогда уравнения возмущенного движения самолета со схемой «гироскопическая система демпфирования – скоростной гироскоп» запишем в виде

$$[M_{CG}]\{\ddot{q}_{CG}\} + [D_{CG}]\{\dot{q}_{CG}\} + [B_{CG}]\{q_{CG}\} = [Q_{\Sigma 1}^A].$$

Здесь:

$$[M_{CG}] = \begin{bmatrix} [M_6] + [M_{6r}] & [M_{61}] \\ [M_{61}]^T & [M_{11}] \end{bmatrix}; \{q_{CG}\} = \begin{bmatrix} q_6 \\ q_1 \end{bmatrix}; [M_{6r}] = [F_k]^T ([M_p] + [M_k])[F_k];$$

$$[M_{61}] = [F_k]^T ([M_p] + [M_k])[F_{o1}]; [M_{11}] = [F_{o1}]^T ([M_p] + [M_k])[F_{o1}]; [F_{o1}] = [0, 0, 0, 0, 1, 0]^T;$$

$$[M_p] = \text{diag} m_p, m_p, m_p, 0, J_{2p}, J_{3p}; [M_k] = \text{diag} m_k, m_k, m_k, J_{1k}, J_{2k}, J_{3k};$$

$$[D_{CG}] = [D_{CG}^0] + [G_{CG}]; [D_{CG}^0] = \text{diag} [D_6][D_1]; [D_1] = d; [G_{CG}] = \begin{bmatrix} [G_{6r}] & [G_{61}] \\ [G_{16}] & [G_{11}] \end{bmatrix};$$

$$[G_{6r}] = [F_k]^T [G][F_k]; [G_{61}] = [F_k]^T [G][F_{o1}]; [G_{16}] = [F_{o1}]^T [G][F_k]; [G_{11}] = [F_{o1}]^T [G][F_{o1}]; [G] = \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [0] & [G_0] \end{bmatrix};$$

$$[G_0] = H_p \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [B_{CG}] = \text{diag} [B_6][B_1]; [B_1] = b; [Q_{\Sigma 1}^A] = \begin{bmatrix} Q_{\Sigma 1}^A \\ 0 \end{bmatrix},$$

где $[M_6]$, $[D_6]$, $[B_6]$ – матрицы обобщенных масс, демпфирования и жесткости базовой модели; $[Q_{\Sigma 1}^A]$ – матрица обобщенных внешних сил; $\{q_6\}$ – вектор-столбец обобщенных координат, описывающих возмущенное движение упругого самолета; $[F_k]$ – матрица форм собственных колебаний базовой конструкции (упругий самолет без схемы «гироскопическая система демпфирования – скоростной гироскоп») в месте силового гироскопа; m_p , J_{2p} , J_{3p} – масса и осевые моменты инерции ротора гиromотора; m_k , J_{1k} , J_{2k} , J_{3k} – масса и осевые моменты инерции кожуха гиromотора; q_1 – обобщенная координата, описывающая угловые смещения кожуха с ротором относительно оси Ox_3^{o1} ; d , b – приведенные коэффициенты демпфирования демпфирующего устройства и жесткости упругого элемента (см. рис. 1); H_p – кинетический момент ротора гироскопа; $[0]$ – нулевая матрица.

Аналогично могут быть получены уравнения возмущенного движения упругого самолета со схемой «гироскопическая система демпфирования – гиromаятник» (см. рис. 2). В этом случае движение гироскопического устройства относительно базовой конструкции описывается двумя обобщенными координатами: q_1 описывает угловые смещения ротора с кожухом относительно оси Ox_3^{o1} , q_2 – угловые смещения устройства относительно оси $n-n$.

Полученные уравнения возмущенного движения упругого самолета с гироскопическими системами демпфирования, выполненными по схемам скоростного гироскопа и пружинного гиromаятника, можно распространить на случаи установки нескольких гироскопических устройств.

Описанные уравнения использовались для оценки влияния гироскопической системы демпфирования на аэроупругие и прочностные характеристики крупногабаритных самолетов.

Приведем некоторые результаты расчетов.

Согласно исследованиям гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме скоростного гироскопа, является эффективным средством гашения колебаний двигателей, установленных на упругих пилонах под крылом. При этом гироскопическое устройство размещается во внутренних объемах пилона. На рис. 3 изображен график изменения квадрата модуля передаточной функции $|\bar{W}_n|^2$ для самолета Ил-76 от частоты возбуждающего воздействия ω_b , где входным сигналом является вертикальное усилие, прикладываемое в центре масс летательного аппарата, а выходным сигналом – значение изгибающего момента в заделке консоли крыла в фюзеляж. Сплошной линией показана зависимость при установленной и выключенной схеме «гироскопическая система демпфирования – скоростной гироскоп», штриховой – при включенной системе демпфирования. Исходные данные: скорость полета $V_0 = 150$ м/с; самолет без топлива. Относительная масса гасителя m_r составила 0,6 % массы двигателя.

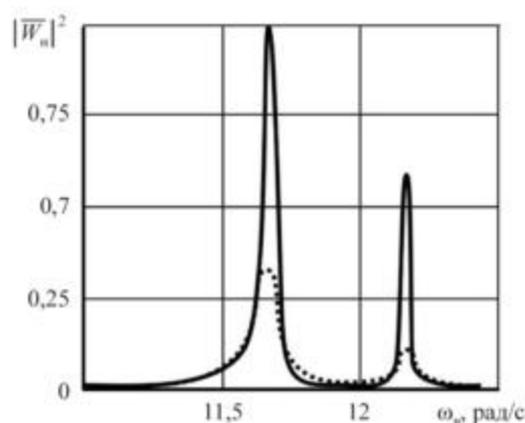


Рис. 3

Благодаря установке гироскопической системы демпфирования возможно также устранить локальную аэроупругую неустойчивость, обусловленную взаимодействием крутильных колебаний крыла и

двигательных упругих тонов. При вычислении аэроупругих характеристик летательного аппарата система уравнений решалась на собственные значения $\{\lambda_i\} = \{\sigma_i \pm i\omega_i\}$, $i = 1 \div N_G$, где σ_i, ω_i – коэффициент затухания и частота собственных колебаний i -го тона; N_G – число удерживаемых тонов базовой конструкции. Логарифмический декремент конструкционного демпфирования принимался равным 0,05.

В частности, если в пилонах самолета Ту-204 установить гироскопическую систему демпфирования, выполненную по схеме скоростного гироскопа, относительной массой $m_r = 0,006$ от массы двигателя, то согласно рис. 4 исчезает локальная неустойчивость, вызванная аэроупругим взаимодействием крутильных колебаний крыла и вертикальных колебаний двигателей (третий тон). На рис. 4 сплошной линией показаны корневые годографы при выключенной гироскопической системе демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа, а штриховой – при включенной системе. В данном случае критическая скорость флаттера определяется тоном, при котором взаимодействуют вертикальные колебания двигателей и кручение крыла. При неработающей гироскопической системе демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа, наблюдается динамическая неустойчивость при $V_{кр} = 210$ м/с, которая устраняется включением гасителя колебаний.

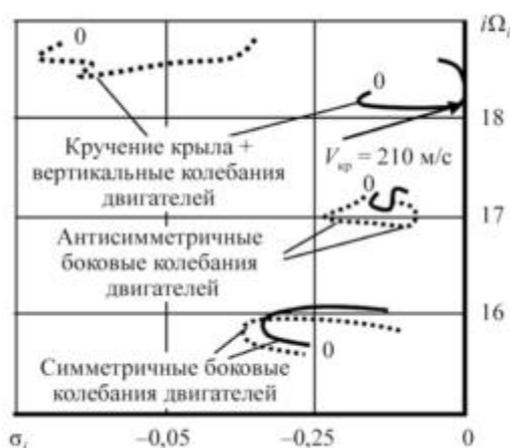


Рис. 4

Известно, что наземные режимы эксплуатации самолета определяют интенсивность накопления усталостных повреждений в элементах конструкции летательного аппарата – верхней панели крыла, шасси, фюзеляже и др. Однако существующие системы увеличения ресурса, использующие аэродинамические силы для управления колебаниями самолета, малоэффективны при его движении по аэродрому. В этом случае наряду с известными системами для снижения уровня и повторяемости эксплуатационных нагрузок предлагается использовать гироскопическую систему демпфирования, выполненную по схеме скоростного гироскопа, которая размещается во внутренних объемах консолей крыла и устанавливается на расстоянии 0,6–0,8 полуразмаха от заделки крыла в фюзеляж. Систему демпфирования, выполненную по схеме скоростного гироскопа, настраивают на первый тон вертикально-изгибных колебаний крыла, который существенно влияет на усталостную повреждаемость верхней панели. Приведем некоторые результаты расчетов.

На рис. 5 изображены графики изменения квадрата модуля передаточной функции $|\bar{W}_n|^2$ – от симметричной вертикальной нагрузки в центре масс самолета Ил-76 при полной заправке топливом к вертикальному смещению концевой сечению крыла. Сплошной линией показана зависимость при выключенной системе демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа, штриховой – с включенной системой. Скорость движения самолета $V_0 = 10$ м/с, относительная масса гасителя m_r , определяемая как отношение массы гироскопического устройства к массе конструкции консоли крыла, составляла 0,01.

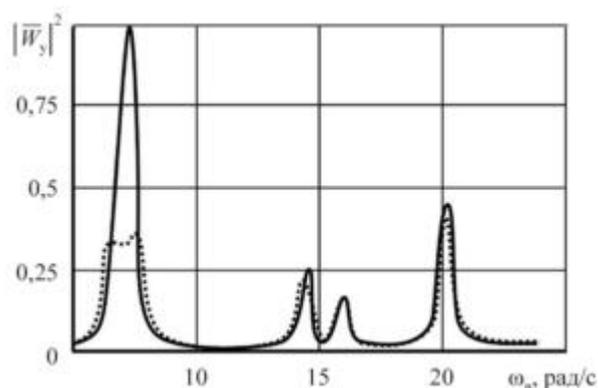


Рис. 5

Как видим (см. рис. 5), благодаря применению схемы «гироскопическая система демпфирования – гиросмаятник» достаточно эффективно уменьшается уровень нагрузок на крыло в области первого изгибного тона. Однако здесь важно иметь в виду, что и гироскопическая система демпфирования, выполненная по схеме пружинного гиросмаятника», как любой инерционный гаситель, является узкополосной и требует точной настройки на демпфируемый тон, который в случае с консолью крыла значительно изменяется по мере выработки топлива. Следовательно, при создании демпфирующего устройства необходимо предусмотреть возможность изменения его настроечной частоты.

На рис. 6 изображен график изменения нормированной спектральной плотности изгибающего момента в корневом сечении крыла \bar{S}_{M_n} самолета Ил-76 при движении по бетонной взлетно-посадочной полосе со скоростью $V_0 = 10$ м/с и полной заправке. Данный параметр определяет интенсивность накопления усталостных повреждений в элементах конструкции летательного аппарата. Сплошной линией показана зависимость при выключенной системе демпфирования, выполненной по схеме скоростного гироскопа, штриховой – с включенной системой.

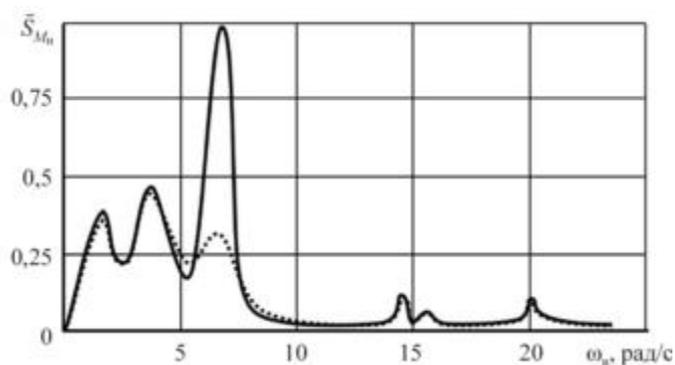


Рис. 6

В области первого изгибного тона наблюдается значительное снижения интенсивности внутренних усилий (см. рис. 6).

Таким образом, проведенные исследования позволяют сделать вывод о возможности применения гироскопических систем демпфирования для решения целого ряда частных задач аэроупругости и прочности крупногабаритных самолетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ишлинский А.Ю. Механика гироскопических систем. М.: АН СССР, 1963. 482 с.
2. Павлов В.А. Гироскопический эффект. Его проявления и использование. М.: Судпромгиз, 1961. 164 с.
3. Сорокин А.В., Яременко В.В. История создания силовых гироскопов для систем управления ориентацией космических аппаратов // Гироскопия и навигация. 2022. № 1(116). С. 84–92.
4. Мкртычан А.Р. и др. Современное состояние и перспективы развития силовых гироскопических комплексов // Гироскопия и навигация. 2015. № 1. С. 93–99.

5. *Распопов В.Я., Лихошерст В.В., Каликанов А.В.* Волновые твердотельные гироскопы российской разработки для бортовых систем летательных аппаратов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 4. С. 148–153.
6. *Лукин К.О., Кривошеев С.В.* Оптимальный синтез контура стабилизации силовых гироскопических стабилизаторов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 116–124.
7. *Лукин К.О., Кривошеев С.В.* Статистический параметрический синтез регулятора контура стабилизации одноосного силового гироскопического стабилизатора с помощью стохастических методов глобальной оптимизации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 1. С. 97–105.
8. *Чехонадских А.В.* Оптимальный гироскопический стабилизатор многомерной вибрационной системы // Системы анализа и обработки данных. Информационные технологии и телекоммуникации. 2022. № 2. С. 81–94.
9. *Полянин К.С., Гордиенко В.С.* Система ориентации космического аппарата на базе силового гироскопического комплекса // Наука без границ. 2019. № 1 (29). С. 16–25.
10. *Виноградов Р.И. и др.* Управление упругими колебаниями авиационных конструкций при помощи силовых гироскопов // Изв. АН СССР. Механика твердого тела. 1986. № 4. С. 41–43.
11. *Ünker F., Civalci O.* Gyroscopic Vibration Damper for Building: Theoretical and Experimental Research // Gazi Journal of Engineering Sciences. 2022. Vol. 8. № 3. P. 457–471.
12. *Soleymani M., Norourzi M.* Active Gyroscopic Stabilizer to Mitigate Vibration in a Multimegawatt Wind Turbine // Wind Energy. 2021. Vol. 24. Iss. 7. P. 720–736.
13. *Платонов В.Н., Сумароков А.В.* Управление космическим аппаратом с помощью двухступенных гироскопов при их раскрутке и торможении // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2020. № 2. С. 156–167.
14. *Ovchinnikov V.V., Petrov Yu.V.* Study of Running Engines Inertial and Gyroscopic Properties Influence on the Dynamic System Engine – Pylon – Wing Structural Capabilities // Научный вестник МГТУ ГА. 2020. № 3. С. 63–72.
15. *Овчинников В.В., Петров Ю.В.* Исследование влияния упругодиссипативных параметров подвески двигателя на пилоне под крылом на аэроупругие и прочностные характеристики самолета // Изв. РАН. Механика твердого тела. 2021. № 1. С. 119–128.
16. *Гайнутдинов О.И.* Математическое моделирование взаимодействия аэроупругих колебательных систем и гироскопических систем демпфирования // Труды естественнонаучного и гуманитарного факультета Тамбовского государственного технического университета: Сб. ст. Тамбов: Изд-во Першина Р.В., 2014. С. 39–51.
17. *Корякин А.Н.* Опыт применения в аэродинамической трубе динамических успокоителей колебаний моделей летательных аппаратов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2020. № 4 (35). P. 62–68.
18. *Ситников Д.В., Бурьян А.А.* Активный динамический гаситель колебаний при нестационарном режиме работы виброактивного агрегата // Омский научный вестник. 2021. № 4 (178). С. 13–17.
19. *Овчинников В.В., Петров Ю.В.* Численные методы исследования аэроупругости летательных аппаратов. М.: Изд. дом Академии им. Н.Е. Жуковского, 2017. 160 с.
20. *Бородкин С.Ф. и др.* Влияние подвижности топлива в баках на характеристики аэроупругости воздушного судна // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 4. С. 4–11.

Поступила в редакцию 30.09.24

После доработки 28.01.25

Принята к публикации 28.01.25

Influence of Gyroscopic Damping Systems on Aeroelastic Oscillations of a Large Aircraft

M.A. KISELEV¹, V.V. OVCHINNIKOV², AND YU.V. PETROV¹

¹ Moscow State Technical University of Civil Aviation, Moscow

² Bauman Moscow State Technical University (National Research University), Moscow

The impact of gyroscopic damping systems on the aeroelastic and strength characteristics of a large aircraft was assessed via a mathematical model of the aircraft aeroelasticity that takes into account the fuel fluidity in the wing fuel tanks. It is shown that the gyroscopic damping system designed after the diagram of a high-speed gyroscope provides the attenuation of oscillations of the engines installed on elastic pylons beneath the wing and allows us to eliminate the local aeroelastic instability caused by the interaction of torsional oscillations of the wing and motor elastic tones. The gyroscopic damping system designed after the diagram of a spring pendulum provides a reduction in the level of loads on the wing in the area of the first bending tone, which makes the main contribution to the total fatigue damage to the upper wing panel when moving on the ground. The calculation results for the Il-76, Tu-204 aircraft are presented.

Aeroelasticity, power gyroscope, dynamic stability, oscillation damping, transfer function

Уточнение энергии поверхностного нагружения диафрагмы топливного бака

Д.А. КЛИМОВСКИЙ,
В.Ю. ЖУРАВЛЕВ,
канд. техн. наук
(СибГУ
им. М.Ф. Решетнева,
Красноярск)
klinsky92@yandex.ru

Для уточненной зоны пластических деформаций металлических выворачивающихся диафрагм топливных баков определяется уточненное поле кинематически возможных скоростей. Приводится решение левой части уравнения энергетического принципа с учетом уточненных скоростей.

Диафрагма-разделитель, уравнение энергетического принципа, давление выворачивания

В большинстве космических аппаратов используется двигательная установка орбитального маневрирования на базе жидкостных ракетных двигателей малых тяг [1]. Актуальным направлением исследований в области проектирования космических аппаратов является обеспечение бесперебойной и надежной работы этих двигателей в условиях невесомости. Надежная работа и запуск двигателя невозможны без гарантированного разделения жидкой и газовой фазы в топливном баке.

Эффективным решением этой задачи является использование осесимметричных металлических выворачивающихся диафрагм-разделителей (рис. 1) [2–5]. В процессе выворачивания под действием распределенного давления происходит деформирование разделителя, который перемещается вдоль оси бака. Деформации сосредоточены в малом объеме пластической области [3–5].

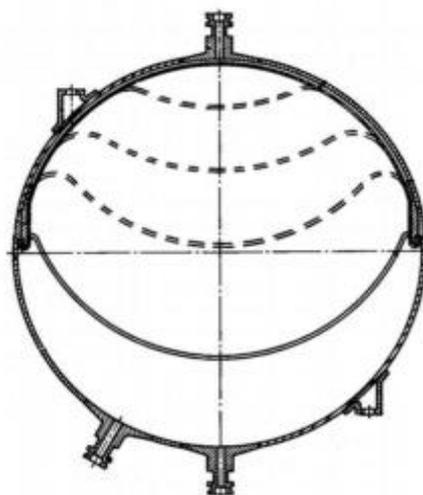


Рис. 1

Известны различные подходы к решению упругопластических задач для оболочек вращения [3–10]. Для определения основных параметров процесса пластического деформирования [3–5, 10] рекомендуется использовать экстремальный принцип для идеально пластического тела, характеризующий минимальные свойства действительного поля скоростей на основе конечных пластических деформаций, что подтверждено результатами экспериментов:

$$\int_F X_n V_n dF \leq \tau_s \int_V H' dV, \quad (1)$$

где X_n – поверхностная нагрузка; V_n – скорость перемещения поверхности; F – движущаяся в результате деформации поверхность; τ_s – предел текучести материала при сдвиге; H' – кинематически возможная интенсивность скоростей деформации; V – объем пластической зоны.

Левая часть выражения (1) представляет собой энергию поверхностного нагружения, правая – величину энергии внутренних сил.

Известные математические зависимости [3–5] не отличаются достаточной точностью и соответствием результатам экспериментов. Эти расхождения объясняются принятыми без достаточного обоснования симметричными границами зоны пластического деформирования и формой этой зоны, принимаемой как торовая. Для расчета параметров пластического деформирования участков оболочек при их проектировании используются требующие значительных затрат времени и средств, уточняющие коэффициенты, определяемые для каждой формы образующей разделителя экспериментально и зависящие преимущественно от угла φ [4, 5]. Приведем формулы для расчета давления выворачивания и радиуса торовой зоны для отдельных видов форм образующей на участке выворачивания [4, 5]:

$$P = \frac{4\tau_s s}{R_c^2 \sin \varphi} \sqrt{R_c s (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)} \frac{1}{1 - k\varphi};$$

$$r = 0,5 \sqrt{\frac{x_c s}{\sin \varphi - \varphi \cos \varphi}} (1 - k\varphi),$$

или

$$r = 0,5 \sqrt{\frac{x_c s}{\sin \varphi - \varphi \cos \varphi}} (1 - k\varphi) \left(1 - k_1 \frac{R_c - A}{R_c} \right).$$

Для повышения качества проектирования необходимо уточнить физическую модель выворачивания металлических диафрагм-разделителей топливных баков.

В работе [11] было определено, что область пластических деформаций не доходит до границы торовой зоны на внешнем краю разделителя и превышает ее на внутренней границе. Были введены уточненные углы зоны пластических деформаций ψ^+ и ψ^- . В связи с этим возникла необходимость пересмотреть решение уравнения (1) с учетом новых углов. Для этого необходимо было уточнить кинематику процесса выворачивания, а на ее основе – решение левой и правой части уравнения (1). Решение данных задач проведено на примере полусферической диафрагмы с параметрами, приведенными на рис. 2.

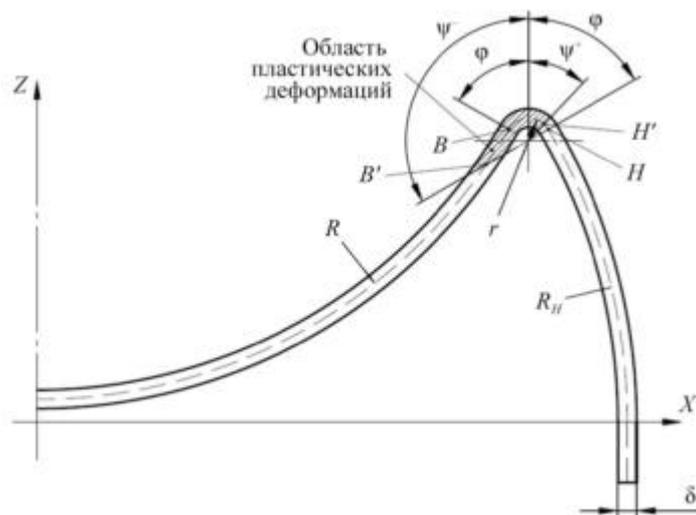


Рис. 2

Исследована свободно-выворачивающаяся диафрагма при отсутствии касания вывернутой части разделителя стенок бака. Кинематика процесса выворачивания представляется как процесс перекатывания тора радиуса r по вывернутой поверхности разделителя. Деформируется только область пластических деформаций, которая делит оставшуюся часть разделителя на две зоны – внешнюю, прошедшую деформацию, и внутреннюю. Процесс деформации симметричен, поэтому его рассматривают в плоскости меридионального сечения [3–5, 12].

Любая точка меридионального сечения торовой зоны за счет деформации меридиана участвует в сложном движении – переносном, как часть диска, катящегося по поверхности радиуса R_H , и относительноном, перемещаясь вдоль соответствующего меридиана [3–5, 12].

Для определения поля скоростей был использован координатный метод. В переносном движении (рис. 3, а) торовая зона совершает качение без проскальзывания по траектории средней линии вывернутой диафрагмы.

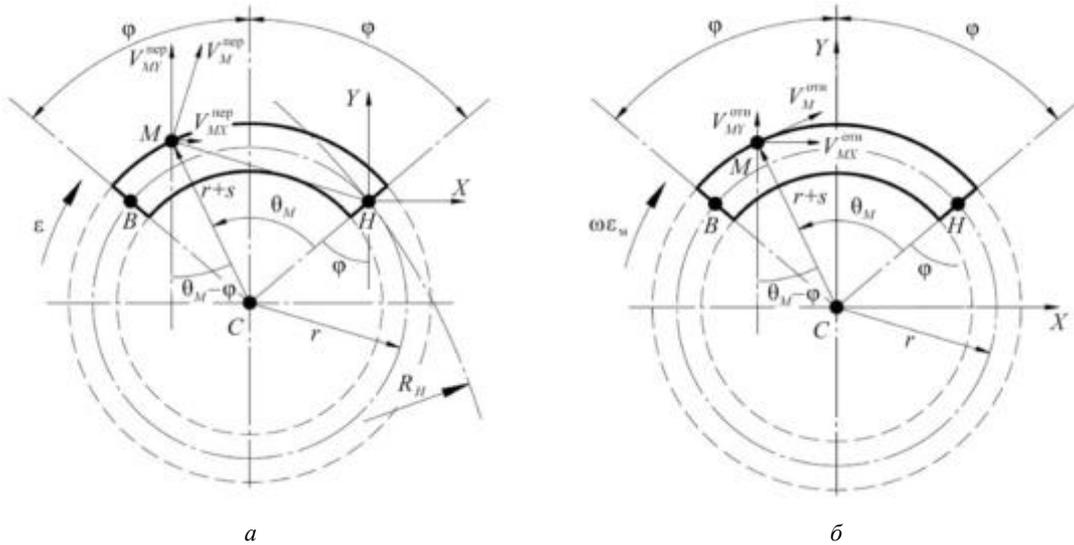


Рис. 3

Так как H – точка касания, то при качении без проскальзывания в ней находится мгновенный центр скоростей. Учитывая это, совместим начало координат с точкой H . Тогда координаты произвольной точки M в переносном движении определяются следующим образом:

$$X_M^{\text{пер}} = -r \sin \varphi - (r + s) \sin(\theta_M - \varphi);$$

$$Y_M^{\text{пер}} = -r \cos \varphi + (r + s) \cos(\theta_M - \varphi).$$

Скорость точки M в проекции на оси координат получим дифференцированием данных координат:

$$V_{MX}^{\text{пер}} = \dot{X}_M^{\text{пер}} = \omega [(r + s) \cos(\theta_M - \varphi) - r \cos \varphi];$$

$$V_{MY}^{\text{пер}} = \dot{Y}_M^{\text{пер}} = \omega [(r + s) \sin(\theta_M - \varphi) + r \sin \varphi].$$

Каждая точка M за счет деформации меридиана ε_m получит относительное перемещение вдоль соответствующей окружности торового участка меридиана. За время dt точка M переместилась бы по дуге меридиана торовой поверхности на величину

$$dl = \omega(r + s)dt.$$

За счет деформации это расстояние изменится на величину $\varepsilon_m dl$. Из-за изменения длины меридиана произойдет относительное перемещение точки M со скоростью

$$V_{\text{отн}} = \frac{\varepsilon_m dl}{dt}.$$

Относительная угловая скорость вращательного движения определится отношением

$$\omega_{\text{отн}} = \frac{V_{\text{отн}}}{(r + s)} = \omega \varepsilon_m.$$

Таким образом, относительное движение представляет собой вращение торовой зоны вокруг точки C (рис. 3, б). Разместив начало координат в точке C , положение точки M определим следующим образом:

$$X_M^{\text{отн}} = -(r + s) \sin(\theta_M - \varphi);$$

$$Y_M^{\text{отн}} = (r + s) \cos(\theta_M - \varphi).$$

Относительная скорость точки M в проекции на оси координат:

$$V_{MX}^{\text{отн}} = \dot{X}_M^{\text{отн}} = \omega \varepsilon_m (r + s) \cos(\theta_M - \varphi);$$

$$V_{MY}^{\text{отн}} = \dot{Y}_M^{\text{отн}} = \omega \varepsilon_m (r + s) \sin(\theta_M - \varphi).$$

Скорость точки M в абсолютном движении складывается из суммы скоростей относительного и переносного движения в проекции на соответствующие оси координат:

$$V_{MY}^{\text{абс}} = V_{MY}^{\text{отн}} + V_{MY}^{\text{пер}} = \omega [(\varepsilon_m + 1)(r + s) \sin(\theta_M - \varphi) + r \sin \varphi]; \quad (2)$$

$$V_{MX}^{\text{абс}} = V_{MX}^{\text{отн}} + V_{MX}^{\text{пер}} = \omega [(\varepsilon_m + 1)(r + s) \cos(\theta_M - \varphi) - r \cos \varphi]. \quad (3)$$

Для точки B выражение примет следующий вид:

$$s = 0; \theta_M = \theta_B = 2\varphi;$$

$$V_{BX}^{\text{абс}} = \omega \varepsilon_m r \cos \varphi; \quad (4)$$

$$V_{BY}^{\text{абс}} = \omega (\varepsilon_m + 2) r \sin \varphi. \quad (5)$$

На участке от точки B до B' за счет наличия области пластических деформаций можно принять, что скорости точек равны скорости точки B как по оси Y (см. выражение (5)), так по оси X (см. выражение (4)). Центральная часть диафрагмы до точки B' перемещается поступательно вдоль оси Y [4, 5]. При поступательном движении скорости всех точек тела равны, поэтому скорость точек центральной части равна скорости точки B в проекции на ось Y (см. выражение (5)).

Для определения энергии поверхностного нагружения мгновенное состояние диафрагмы разделителя принимаем симметричным. Поверхностная нагрузка, или перепад между давлением наддува и давлением топлива, равномерно распределена по нижней поверхности диафрагмы (рис. 4).

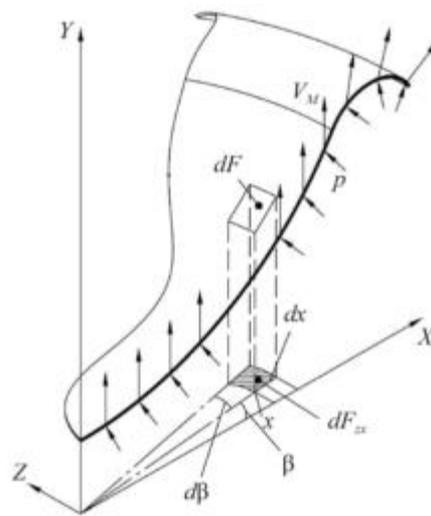


Рис. 4

С учетом этого представим левую часть выражения (1) в виде двух интегралов:

$$\int_F X_n V_n dF = \int_{F_1} p V_{BY} dF_{1ZX} + \int_{F_2} p V_{MHY} dF_{2ZX},$$

где F_1 – средняя линия центральной части диафрагмы, все точки которой имеют вертикальную составляющую скорости V_{BY} (рис. 5, а); F_2 – средняя линия торовой зоны (рис. 5, б).

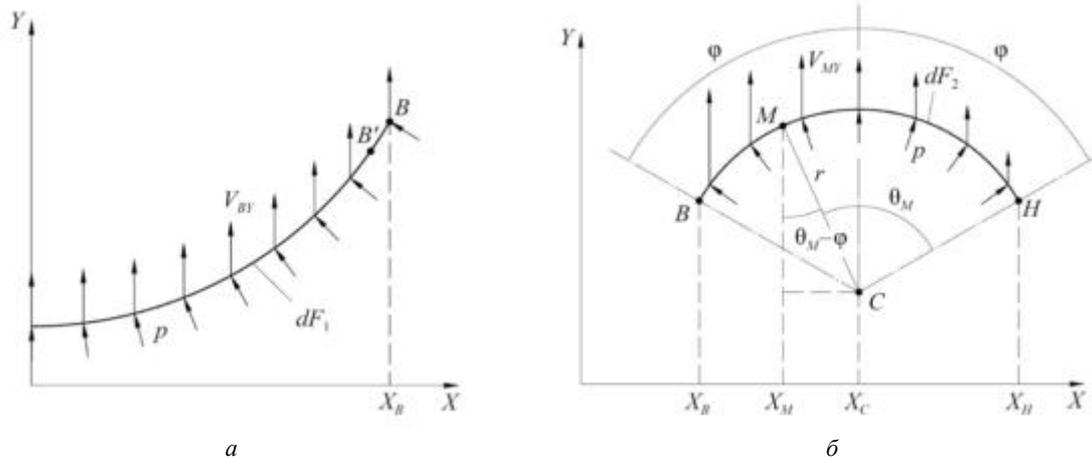


Рис. 5

Для поверхности F_1 имеем:

$$II_1 = \int_{F_1} p V_{BY} dF_{1ZX} = p V_{BY} \int_{x=0}^{x=X_B} \int_{\beta=0}^{\beta=2\pi} x dx d\beta = \pi p r \omega (\varepsilon_M + 2) X_B^2 \sin \varphi.$$

Как видно из решения, этот интеграл не зависит от формы средней части разделителя и равен произведению давления, скорости V_{BY} и площади круга радиусом X_B .

Для поверхности F_2 с учетом того, что $s = 0$, имеем:

$$\begin{aligned} II_2 &= \int_{F_2} p V_{MHY} dF_{2ZX} = \int_{x=X_B}^{x=X_H} \int_{\beta=0}^{\beta=2\pi} p \omega [(\varepsilon_M + 1)(r + s) \sin(\theta_M - \varphi) + r \sin \varphi] x dx d\beta = \\ &= \pi p r \omega \left[(X_H^2 - X_B^2) \sin \varphi + \frac{(\varepsilon_M + 1)(X_B - X_H)^3}{6r} \right]. \end{aligned}$$

Суммируем два интеграла:

$$\int_F X_n V_n dF = \pi p r \omega \left[((\varepsilon_M + 1) X_B^2 + X_H^2) \sin \varphi + \frac{(\varepsilon_M + 1)(X_B - X_H)^3}{6r} \right]. \quad (6)$$

В результате исследования получено уточненное поле кинематически возможных скоростей металлических диафрагм разделителей топливных баков (2) – (5). Решением левой части уравнения энергетического принципа уточнена энергия поверхностного нагружения (6), что позволяет скорректировать ранее разработанный алгоритм расчета основных параметров процесса выворачивания [4, 5] и исключить в дальнейшем при проектировании процесс идентификации этих параметров по результатам экспериментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коломенцев А.И., Хохлов А.Н. Программное обеспечение для планирования и обработки результатов испытаний жидкостных ракетных двигателей малых тяг // Изв. вузов. Авиационная техника. 2015. № 1. С. 89–91.

2. *Беляков И.Т. и др.* Технология сборки и испытаний космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1990. 352 с.
3. *Залесов В.Н., Даев И.Ф.* Пластическое деформирование вытеснительных диафрагм. М.: Машиностроение, 1977. 72 с.
4. *Ефремов В.Н., Журавлев В.Ю., Якубович О.П.* Разделители топливных баков с отрицательной деформацией параллели. Красноярск: СибГАУ, 2005. 76 с.
5. *Кубриков М.В., Журавлев В.Ю.* Проектирование диафрагм-разделителей удлиненных топливных баков // Вестник СибГАУ. 2010. № 4 (30). С. 105–107.
6. *Wen Y., Zhao W.* Finite Deformation of Everted Spherical Shells Composed of Incompressible Hyperelastic Materials // Applied Mathematical Sciences. 2013. Vol. 7. № 67. P. 3303–3308.
7. *Gomez M., Moulton D.E., Vella D.* The Shallow Shell Approach to Pogorelov's Problem and the Breakdown of 'Mirror Buckling' // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2016. Vol. 472. Iss. 2187. Article № 20150732.
8. *Горшков А.Г., Старовойтов Э.И., Тарлаковский Д.В.* Теория упругости и пластичности. М.: Физматлит, 2002. 416 с.
9. *Аннин Б.Д., Черепанов Г.П.* Уругопластическая задача. Новосибирск: Наука, 1983. 239 с.
10. *Качанов Л.М.* Основы теории пластичности. М.: Наука, 1969. 420 с.
11. *Климовский Д.А., Журавлев В.Ю.* Уточнение границ зоны пластических деформаций диафрагмы топливного бака // Сибирский аэрокосмический журнал. 2024. № 2. С. 223–232.
12. *Журавлев В.Ю. и др.* Кинематика тонкостенных выворачивающихся оболочек при пластическом деформировании // Механика. Исследования и инновации. 2018. № 11. С. 75–79.

Поступила в редакцию 25.12.24

После доработки 10.01.25

Принята к публикации 10.01.25

Clarification of the Surface Loading Energy for the Fuel Tank Diaphragm

D.A. KLIMOVSKII AND V.YU. ZHURAVLEV

Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk

In the paper, a refined field of kinematically possible velocities is determined for the refined zone of plastic deformations of metal eversible diaphragms for fuel tanks. The solution of the left side of the energy principle equation is given, taking into account the refined velocities.

Diaphragm separator, energy principle equation, eversion pressure

Метод синтеза адаптивного помехоустойчивого автопилота угла крена

В.И. ПЕТУНИН,
д-р техн. наук,
Л.М. НЕУГОДНИКОВА,
канд. техн. наук
(УУНУТ, Уфа)
petunin_vi@mail.ru

Рассматривается задача синтеза адаптивной системы автоматического управления углом крена летательного аппарата, обеспечивающей единообразие в управлении объектом на всех режимах полета с помощью контура комбинированной самонастройки. Показано, что с помощью разработанного адаптивного автопилота обеспечивается помехоустойчивость канала крена при действии ступенчатых и случайных возмущений. Приведены результаты моделирования.

Адаптация, помехоустойчивость, система автоматического управления, летательный аппарат, контур комбинированной самонастройки, компенсация возмущений

Как известно, полет летательных аппаратов происходит при изменении высоты и скорости, в условиях турбулентности атмосферы, при действии различных ветровых возмущений. В связи с этим важна проблема обеспечения адаптивных свойств систем автоматического управления (САУ) летательных аппаратов, повышения их помехоустойчивости к действию подобных возмущений.

Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления рассмотрены в работе [1], самонастраивающиеся системы с моделью приведены в работе [2]. Динамика полетов летательных аппаратов в неспокойной атмосфере рассмотрена в работе [3]. Влияние ветровых возмущений в системах автоматического управления угловым движением беспилотных летательных аппаратов исследуется в работе [4], методы теории инвариантности систем автоматического управления к возмущениям – в работе [5]. Вопросы повышения помехоустойчивости летательных аппаратов рассмотрены в работе [6]. Оценка законов управления боковым движением летательного аппарата с учетом ветровых возмущений проведена в работе [7].

Адаптивное управление применяется для объектов с широкими диапазонами изменения динамических свойств при неполной априорной информации об условиях работы системы [1], причем эта неполнота настолько существенна, что для выполнения заданных требований приходится определять некоторые характеристики системы и перестраивать параметры или структуру устройства управления. Все это характерно для современных летательных аппаратов.

На рис. 1 показана структурная схема адаптивной САУ [8], где приведены следующие обозначения: ЛА – летательный аппарат; СПЭ – сервопривод элеронов; ДУС – датчик угловой скорости крена; ДУК – датчик угла крена; КЗ1 и КЗ2 – корректирующие звенья; ЭМ – эталонная модель по угловой скорости крена; ДУ – дифференцирующее устройство; УУ – устройство умножения; У – усилитель; УН – устройство настройки, для которого характерны, как показали проведенные исследования, не только хорошие адаптивные свойства, но и повышенная помехоустойчивость. Здесь $\omega = \dot{\gamma}$ – угловая скорость крена.

Целью статьи является синтез структуры автопилота угла крена летательного аппарата и анализ его динамических характеристик.

Проведем синтез основного контура управления углом крена летательного аппарата.

Передаточная функция летательного аппарата по углу крена γ [9]:

$$W_{\gamma\delta_s}(p) = \frac{\gamma(p)}{\delta_s(p)} = \frac{-n_s}{p(p+n_{22})} = \frac{k(t)}{p[p+a(t)]}, \quad (1)$$

где $k(t)$, $a(t)$ – переменные параметры.

Пусть в системе автоматического управления углом крена реализуется закон управления астатического автопилота угла крена (см. рис. 1):

$$p\delta_s = k_\gamma(\gamma - \gamma_0) + k_{\dot{\gamma}}p\dot{\gamma} + k_{\ddot{\gamma}}p^2\ddot{\gamma}, \quad (2)$$

где k_γ , $k_{\dot{\gamma}}$, $k_{\ddot{\gamma}}$ – передаточные числа.

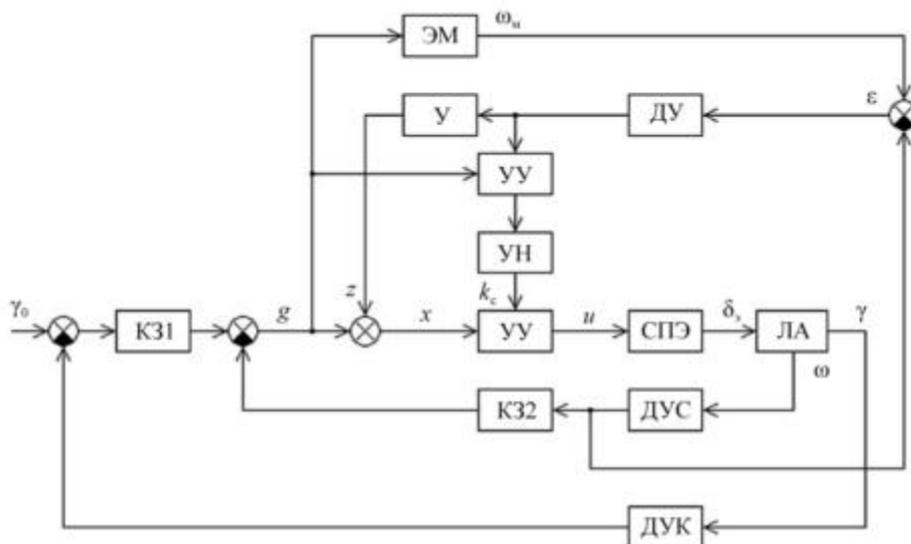


Рис. 1

Осуществим синтез рассмотренной САУ летательного аппарата.

Передаточная функция замкнутой системы по углу крена с учетом выражений (1), (2) имеет следующий вид:

$$\Phi_{\gamma}(p) = \frac{\gamma(p)}{\gamma_0(p)} = \frac{k_{\gamma}n_3}{p^3 + (n_{22} + k_{\gamma}n_3)p^2 + k_{\gamma}n_3p + k_{\gamma}n_3}.$$

Желаемая передаточная функция замкнутой системы по углу крена:

$$\Phi_{\gamma}^*(p) = \frac{\omega_0^3}{p^3 + A_1\omega_0 p^2 + A_2\omega_0^2 p + \omega_0^3}, \quad (3)$$

где ω_0 – собственная частота; A_1, A_2 – требуемые коэффициенты.

Тогда при условии $\Phi_{\gamma}(p) = \Phi_{\gamma}^*(p)$ передаточные числа автопилота:

$$k_{\gamma} = \frac{\omega_0^3}{n_3}; \quad k_{\dot{\gamma}} = \frac{A_2\omega_0^2}{n_3}; \quad k_{\ddot{\gamma}} = \frac{1}{n_3}(A_1\omega_0 - n_{22}). \quad (4)$$

Структурная схема полученной системы представлена на рис. 2.

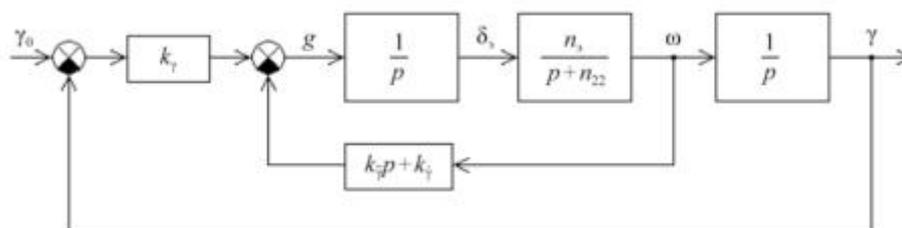


Рис. 2

Осуществим синтез комбинированной самонастройки канала крена летательного аппарата.

Для канала крена летательного аппарата характерной чертой является непостоянство во времени его параметров при изменении режимов полета и внешних условий [4].

Адаптивные системы, в которых осуществляется изменение параметров управляющего устройства с целью обеспечения оптимальной работы системы, являются самонастраивающимися системами. В большинстве случаев самонастраивающиеся системы строятся на принципе добавления к основной

автоматической системе контура адаптации. По способу достижения эффекта самонастройки адаптивные системы условно подразделяют на самонастраивающиеся системы с сигнальной (пассивной) и параметрической (активной) настройкой. В системах первой группы самонастройка происходит без изменения параметров управляющего устройства с помощью компенсирующих сигналов. Простейшими из них являются системы с большим коэффициентом усиления и глубокой отрицательной обратной связью [5]. Такие системы имеют достаточно простое конструктивное решение, но обеспечивают приемлемое качество управления лишь в ограниченном диапазоне изменения параметров объекта. В самонастраивающихся системах второй группы адаптация достигается с помощью изменения параметров управляющего устройства [1]. Эти системы более универсальны, чем самонастраивающиеся системы с сигнальной настройкой, но сложнее в исполнении. С целью повышения точности управления нестационарными объектами в переходном и установившемся режимах используются комбинированные самонастраивающиеся системы, в которых сочетаются преимущества сигнальной и параметрической настроек [2].

Рассмотрим вопрос синтеза адаптивной системы на основе прямого метода Ляпунова введением комбинированного контура адаптации в общую структуру автопилота. При этом число контуров самонастройки соответствует числу переменных параметров летательного аппарата.

Уравнение, описывающее динамические свойства летательного аппарата по углу крена, представляется в следующем виде:

$$\ddot{\gamma} + a(t)\dot{\gamma} = k(t)\delta_s, \quad (5)$$

где γ – угол крена; δ_s – отклонение элеронов; $a(t)$, $k(t)$ – изменяющиеся во времени параметры.

Контур адаптации САУ (см. рис. 1) строится по угловой скорости крена. Это уменьшает порядок адаптируемой части и упрощает решение задачи синтеза.

Для синтеза контура адаптации выбирается часть САУ по угловой скорости крена, которая описывается уравнением

$$\ddot{\omega} + a(t)\dot{\omega} = k(t)k_c(g + z), \quad (6)$$

где $\omega = \dot{\gamma}$ – угловая скорость крена; g – входной сигнал; z – сигнал на выходе сигнальной самонастройки; k_c – перестраиваемый коэффициент усиления.

Эталонная модель выбирается из условия обеспечения заданного качества переходного процесса и представляет собой динамическое звено следующего вида:

$$\ddot{\omega}_m + b_m\dot{\omega}_m = k_m g, \quad (7)$$

где b_m , k_m – заданные параметры.

В соответствии с выражениями (6), (7) составляется уравнение ошибки $\varepsilon = \omega_m - \omega$:

$$\ddot{\varepsilon} + b_m\dot{\varepsilon} = [a(t) - b_m]\dot{\omega} + [k_m - k(t)k_c]g - k(t)k_c z. \quad (8)$$

Синтез структуры контура адаптации производится на основе прямого метода Ляпунова, что позволяет выявить достаточные условия устойчивости системы. Функция Ляпунова выбирается в виде квадратичной определенно-положительной формы

$$V = \varepsilon^2 + \lambda \xi^2, \quad (9)$$

где λ – положительная постоянная;

$$\xi = k_m - k(t)k_c. \quad (10)$$

Производная функции Ляпунова имеет следующий вид:

$$\frac{dV}{dt} = 2\varepsilon\ddot{\varepsilon} + 2\lambda\xi\dot{\xi} = -2b_m\dot{\varepsilon}^2 + 2\varepsilon[a(t) - b_m]\dot{\omega} + 2\varepsilon\xi g - 2\varepsilon k(t)k_c z + 2\lambda\xi\dot{\xi}. \quad (11)$$

Как следует из уравнения (11), производная функции Ляпунова (11) будет неположительной, если выполнить два условия:

$$[a(t) - b_m] \dot{\omega} - k(t) k_c z = 0 ; \quad (12)$$

$$\dot{\varepsilon} g + \lambda \dot{\xi} = 0 . \quad (13)$$

Из выражения (12) получаем

$$z = B = \frac{[a(t) - b_m] \dot{\omega}}{k(t) k_c} . \quad (14)$$

Так как

$$z = \varphi(\dot{\varepsilon}) , \quad (15)$$

то при ограниченных сигналах алгоритм сигнальной самонастройки без нарушения условий устойчивости [2] можно представить в виде

$$z = k_y \dot{\varepsilon} , \quad (16)$$

где $k_y = B$ – коэффициент передачи усилителя.

Уравнение (13) определяет алгоритм настройки коэффициента усиления системы

$$\dot{\xi} = -\frac{1}{\lambda} \dot{\varepsilon} g . \quad (17)$$

С другой стороны, в силу выражения (10) при квазистационарном изменении коэффициента усиления $k(t)$ следует

$$\dot{\xi} = -k(t) \dot{k}_c . \quad (18)$$

Приравнивая правые части выражений (17), (18), получим

$$\dot{k}_c = k_n \dot{\varepsilon} g , \quad (19)$$

где $k_n = \frac{1}{\lambda k(t)}$ – коэффициент передачи контура адаптации.

Таким образом, алгоритм параметрической настройки имеет следующий вид:

$$k_c = \int_0^t k_n \dot{\varepsilon} g dt . \quad (20)$$

Проведем моделирование адаптивного автопилота.

С помощью пакета Simulink системы MATLAB рассмотрим пример исследования синтезированной адаптивной системы, для которой передаточная функция летательного аппарата по углу крена имеет вид

$$W_{\text{ЛА}}(p) = \frac{-n_3}{p^2 + n_{22} p} ,$$

где $n_3 = 150$; $n_{22} = 7,55$ [9]. Передаточные числа автопилота имеют следующие значения: $k_\gamma = 0,833$; $k_{\dot{\gamma}} = 0,5$; $k_{\ddot{\gamma}} = 0,05$. Переменные параметры летательного аппарата изменяются в следующих пределах: $k(t) = (0,1 \div 10)n_3$; $a(t) = (0,1 \div 10)n_{22}$. Коэффициенты контуров самонастройки: $k_y = 16$; $k_n = 12$. Задающее воздействие: $\gamma_0 = 1$.

Приведем результаты моделирования.

В таблицу сведены результаты оценки качества переходных процессов адаптивного автопилота при разных вариантах изменения исходных параметров летательного аппарата по каналу крена. Здесь: σ – величина перерегулирования; $\bar{t}_{\text{пер}}$ – время регулирования.

$k(t)$	$a(t)$	Система без контура адаптации		Система с контуром адаптации	
		$\sigma, \%$	$\bar{t}_{\text{пер}}$	$\sigma, \%$	$\bar{t}_{\text{пер}}$
$10n_3$	$10n_{22}$	0,4	1,307	0	1,259
	n_{22}	0	1,54	0	1,26
	$0,1n_{22}$	0	1,567	0	1,26
n_3	$10n_{22}$	29,4	6,3	0	1,25
	n_{22}	0	1,259	0	1,259
	$0,1n_{22}$	0	1,55	0	1,26
$0,1n_3$	$10n_{22}$	68,6	56,7	0	1,216
	n_{22}	36,5	7,74	0	1,252
	$0,1n_{22}$	Система неустойчива		0	1,259

Переходные процессы, протекающие в системе без контура адаптации при наиболее критичных режимах работы, а также переходные процессы в адаптивной системе при этих режимах изображены на рис. 3. Здесь: 1 – параллельная эталонная модель; 2 – система с контуром адаптации; 3 – система без контура адаптации при $k(t) = 0,1n_3, a(t) = 10n_{22}$; 4 – система без контура адаптации при $k(t) = 0,1n_3, a(t) = 0,1n_{22}$. Все переменные приведены в относительных единицах.

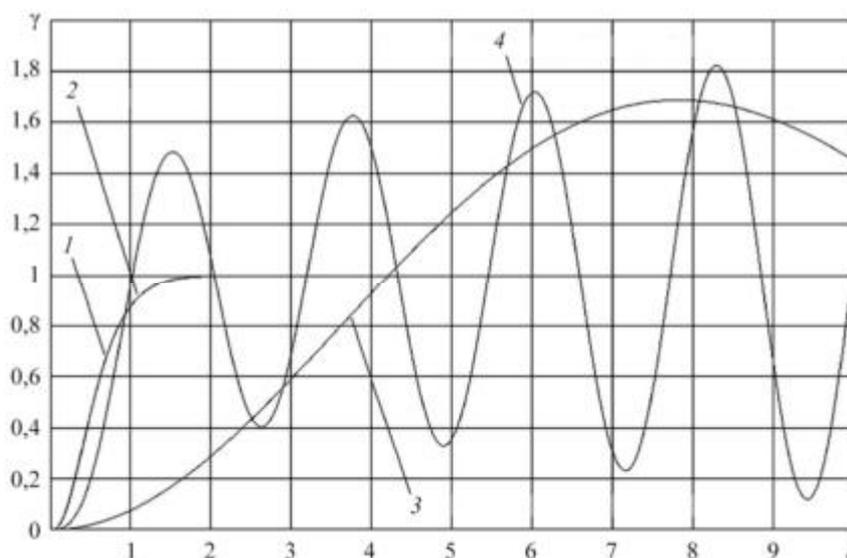


Рис. 3

В адаптивной системе переходные процессы остаются постоянными и не отличаются от переходных процессов эталонной модели.

Проанализируем помехоустойчивость адаптивной САУ углом крена.

Действие возмущений на летательный аппарат как объект управления по каналу крена обычно реализуется в следующем виде [4, 9]:

$$(p + n_{22})p\gamma = -n_3\delta_3 + f, \quad (21)$$

где f – возмущение.

Структурная схема летательного аппарата по каналу крена приведена на рис. 4.

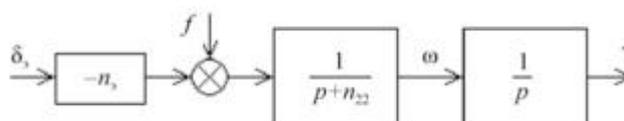


Рис. 4

В работах [10, 11] показано, что для устранения сигнального возмущения, действующего на летательный аппарат, необходимо использовать компенсатор возмущений, простейшая схема которого приведена на рис. 5.

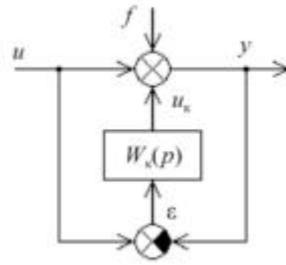


Рис. 5. Структурная схема компенсатора возмущений

Уравнения компенсатора возмущений:

$$\begin{cases} y = u + f + u_k; \\ \varepsilon = u - y; \\ u_k = W_k(p)\varepsilon. \end{cases} \quad (22)$$

Здесь $W_k(p)$ – передаточная функция компенсирующей обратной связи.

В результате преобразований получаем

$$y = u + \frac{1}{1 + W_k(p)} f. \quad (23)$$

Если используется астатический контур компенсации, то

$$W_k(p) = \frac{k}{p},$$

где $k \rightarrow \infty$.

При этом

$$y = \lim_{k \rightarrow \infty} \left(u + \frac{p}{p + k} \right) f = u. \quad (24)$$

Если используется статический контур компенсации, то

$$W_k(p) = k \rightarrow \infty.$$

При этом

$$y = \lim_{k \rightarrow \infty} \left(u + \frac{1}{1 + k} \right) f = u. \quad (25)$$

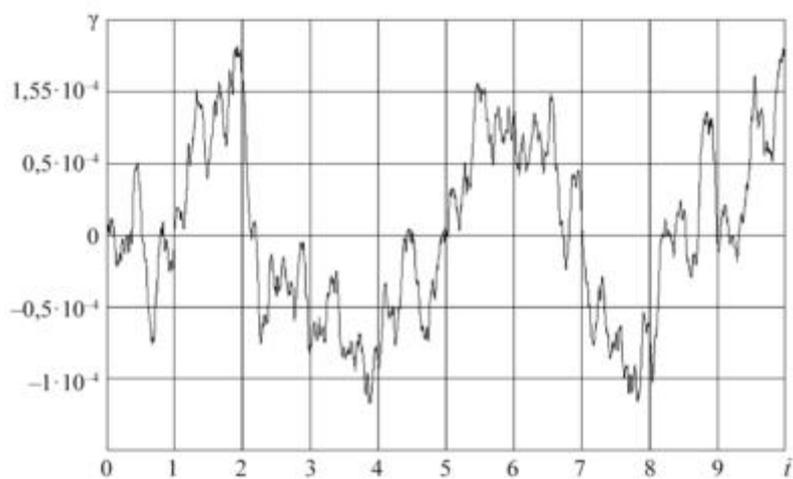
Однако в первом случае в компенсирующей обратной связи присутствуют динамические составляющие, которые приводят к переходным процессам и в результате – к неточной компенсации сигнальных возмущений. Следовательно, в таком компенсаторе наилучшие характеристики имеет статическая компенсирующая обратная связь, когда $W_k(p) = k$, где k имеет достаточно большое значение.

Таким образом, увеличивая коэффициент передачи k компенсирующей обратной связи, можно существенно уменьшить влияние возмущающих воздействий и повысить помехоустойчивость САУ.

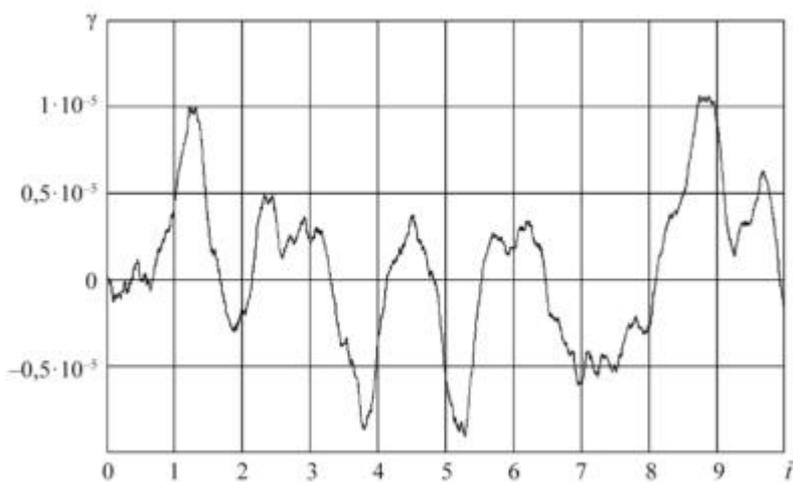
В рассмотренной адаптивной САУ в качестве сигнала ошибки контура компенсации возмущений выступает сигнал ошибки контура адаптации, который уменьшается за счет сигнальной самонастройки.

Приведем результаты анализа помехоустойчивости системы для случайных возмущений, когда контур адаптации выключен (рис. 6, а) и включен (рис. 6, б), а также для ступенчатых возмущений при $\bar{t} = 3$, когда контур адаптации выключен (рис. 7, а) и включен (рис. 7, б). При этом $n_s = 150$;

$n_{22} = 10 \cdot 7,55 = 75,5$; $f = 1$; случайные возмущения – белый шум. Помехоустойчивость адаптивной САУ по величине отклонения примерно на порядок выше по сравнению с обычной системой.

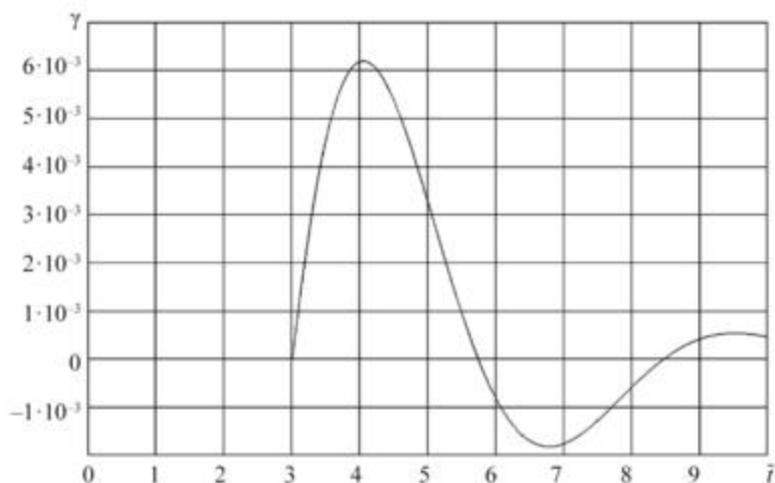


а



б

Рис. 6



а

Рис. 7 (Начало)

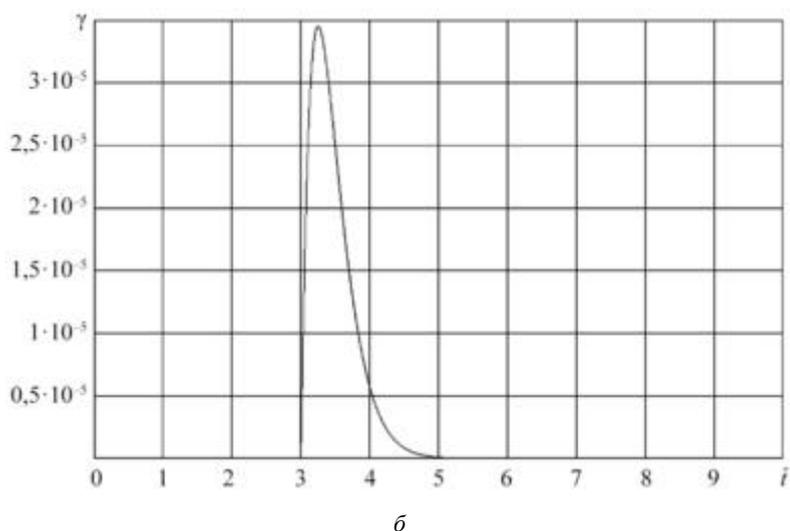


Рис. 7 (Окончание)

Таким образом, согласно проведенному анализу с помощью системы MATLAB при различных вариациях изменяющихся параметров летательного аппарата система, не содержащая контура адаптации, не удовлетворяет заданным требованиям по качеству переходного процесса и даже может стать неустойчивой. В адаптивной системе переходные процессы остаются постоянными и не отличаются от переходных процессов эталонной модели. Помехоустойчивость разработанной адаптивной системы при действии случайных и сигнальных возмущений также значительно выше по сравнению с обычной системой.

Полученная система имеет довольно высокое качество переходных процессов и удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к САУ летательного аппарата [12].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Б.Н. и др. Принципы построения и проектирования самонастраивающихся систем управления. М.: Машиностроение, 1972. 260 с.
2. Громыко В.Д., Санковский Е.А. Самонастраивающиеся системы с моделью. М.: Энергия, 1974. 80 с.
3. Доброленский Ю.П. Динамика полетов в неспокойной атмосфере. М.: Машиностроение, 1969. 256 с.
4. Биард Р.У., МакЛэйн Т.У. Малые беспилотные летательные аппараты: теория и практика. М.: Техносфера, 2015. 312 с.
5. Менский Б.М. Принцип инвариантности в автоматическом регулировании и управлении. М.: Машиностроение, 1972. 248 с.
6. Гуськов Ю.П., Загайнов Г.И. Управление полетом самолетов. М.: Машиностроение, 1980. 213 с.
7. Родницыв Н.Е., Романенко Л.Г., Денисов К.Г. К оценке параметров законов управления боковым движением летательного аппарата с учетом ветровых возмущений // Изв. вузов. Авиационная техника. 2015. № 4. С. 44–49.
8. Адаптивный автопилот угла крена: пат. 2272747 Рос. Федерация, № 2004117707; заявл. 10.06.2004; опубл. 27.03.06, Бюл. № 9.
9. Боднер В.А. Системы управления летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1973. 506 с.
10. Петунин В.И., Неугодникова Л.М. Метод повышения помехоустойчивости систем автоматического управления // Изв. вузов. Авиационная техника. 2020. № 4. С. 65–71.
11. Помехоустойчивая система автоматического управления углом крена летательного аппарата: пат. 2737872 Рос. Федерация, № 2020114048; заявл. 3.04.2020; опубл. 4.12.2020, Бюл. № 34.
12. Михалев И.А., Окоемов Б.Н., Чукулаев М.С. Системы автоматического управления самолетом. М.: Машиностроение, 1987. 240 с.

Поступила в редакцию 24.01.25
 После доработки 11.02.25
 Принята к публикации 11.02.25

Method of Synthesis of the Adaptive Noise-Immune Roll Angle Autopilot

V.I. PETUNIN AND L.M. NEUGODNIKOVA

UUST, Ufa

The problem of synthesizing the adaptive system for an aircraft roll angle automatic control, which ensures the uniformity of the object control in all flight modes using a combined self-adjusting loop, is considered. It is shown that the developed adaptive autopilot makes it possible to ensure the noise immunity of the roll channel under the action of stepwise and random disturbances. The simulation results are presented.

Adaptation, noise immunity, automatic control system, aircraft, combined self-adjusting loop, disturbance compensation

Стохастическая оценка параметров пространственной ориентации подвижных комплексов радиообнаружения и наведения летательных аппаратов

Рассмотрено комплексное решение задачи стохастической оценки параметров пространственной ориентации мачтовых антенн, размещенных на подвижных комплексах радиообнаружения и наведения, и самих объектов-носителей антенн. Предложен алгоритм оценки параметров пространственной ориентации мачтовой антенны и подвижного объекта-носителя, построенный на основе применения автономных средств измерения (инерциальных и неинерциальных), при самых общих предположениях о характере помех чувствительных элементов измерительного комплекса. Установлено, что алгоритм, инвариантный к характеру движения мачты и самого объекта, обеспечивает устойчивость и точность оценивания, требуемую для подвижных комплексов радиообнаружения и наведения различного базирования в условиях отсутствия спутниковых измерений.

С.В. СОКОЛОВ,
д-р техн. наук,
Д.В. МАРШАКОВ,
канд. техн. наук,
И.В. РЕШЕТНИКОВА,
канд. техн. наук,
М.В. КУРИНЕНКО
(МТУСИ, Москва)
daniil_marshakov@mail.ru

Подвижный комплекс радиообнаружения и наведения, мачтовая антенна, нелинейное стохастическое оценивание, пространственная ориентация, параметры Родрига – Гамильтона

Повышение точности систем навигации, наведения и посадки летательных аппаратов обуславливает необходимость решения проблемы высокоточной ориентации антенн их радионавигационных комплексов. Из-за необходимости размещения данных антенн на мачтах различных конструкций неизбежно возникают погрешности их пространственной ориентации, вызванные ветровыми и сейсмическими колебаниями, тепловыми деформациями и др. Расположение подобных антенн на подвижных объектах – наземных, морских и авиационных комплексах радиообнаружения и наведения – осложняет ситуацию. В связи с этим актуальна проблема повышения точности определения ориентации антенн не только в условиях случайных колебаний мачты, но и при произвольном характере движения объекта [1–5]. Для решения этой задачи разработаны методы оценки пространственной ориентации антенны в условиях внешних возмущений и внутренних помех измерительного комплекса [6–13]. Наиболее часто применяются методы, использующие спутниковые измерения, обеспечивающие принципиальную возможность решения как задачи пространственной ориентации, так и позиционирования подвижного объекта [11–17]. В то же время при высокой интенсивности естественных и искусственных радиопомех использование методов спутниковой навигации, в том числе для решения задачи определения ориентации антенн, размещенных на подвижном основании, существенно затруднено [18–22].

В подобных условиях для комплексного решения задач пространственной ориентации антенны при одновременном высокоточном позиционировании объекта ее базирования практически безальтернативным вариантом решения является применение автономных средств измерения – инерциальных и неинерциальных. В качестве инерциальных измерителей наиболее целесообразно использовать бесплатформенные системы пространственной ориентации [7, 22–26], в качестве неинерциальных – измерители линейной скорости (доплеровские, корреляционные, газодинамические, оптические и др.).

Решение задачи определения ориентации антенны, расположенной на стационарной случайно колеблющейся мачте, было получено в работе [26]. Алгоритм оценки ориентации антенны в условиях помех измерения бесплатформенной инерциальной системы ориентации был построен в предположении, что антенна изменяет свою ориентацию относительно мачты случайным образом. При аппаратной реализации данного алгоритма использовались три датчика угловой скорости и три акселерометра. Однако в общем случае – при размещении мачтовой антенны на подвижном объекте – решить задачу ее ориентации с подобным составом чувствительных элементов и с помощью алгоритма [26] уже не представляется возможным.

В связи с этим рассмотрим далее для антенны подвижного комплекса радиобнаружения и наведения синтез алгоритма оценки параметров ее пространственной ориентации, обеспечивающего в условиях неизбежных помех измерения устойчивость и требуемую точность оценивания при самых общих предположениях о характере движения подвижного объекта-носителя антенны и мачты относительно объекта.

Для последующего решения задачи автономной ориентации мачтовой антенны, расположенной на подвижном объекте, полагаем, что ее центр масс, соединенный жестким стержнем длиной R (моделирующим мачту) с центром масс подвижного объекта, может перемещаться относительно него во всех направлениях под действием внешних возмущений (рис. 1). Вращение антенны относительно мачты осуществляется с вектором угловой скорости, изменяемым во времени по заданному закону. Также полагаем, что объект-носитель антенны произвольно перемещается по сфере Земли с изменением высоты и одновременным вращением относительно его центра масс.

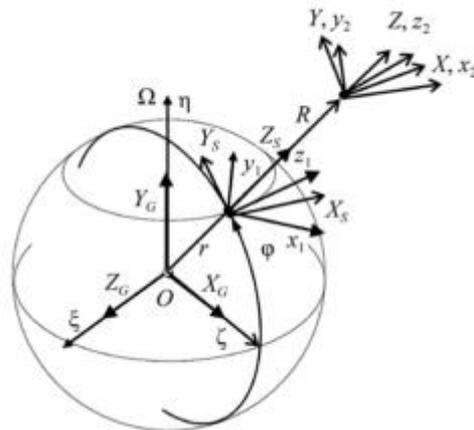


Рис. 1

Далее используем следующие системы координат (рис. 1):

- первую приборную систему координат $J_1 O x_1 y_1 z_1$ с началом в центре масс объекта, оси которой направлены по взаимно ортогональным осям чувствительности чувствительных элементов первой группы, входящих в общий состав навигационного комплекса;
- вторую приборную систему координат $J_2 O x_2 y_2 z_2$ с началом в центре масс антенны, оси которой направлены по взаимно ортогональным осям чувствительности акселерометров второй группы;
- сопровождающую систему координат $S O X_S Y_S Z_S$ с началом в центре масс объекта (одновременно в точке крепления стержня длиной R), ось OY_S которой лежит в плоскости местного меридиана и направлена на север, ось OZ_S направлена от центра Земли, а ось OX_S дополняет систему координат до правой;
- опорную систему координат $Q OXYZ$ с началом в центре масс антенны, ось OZ которой направлена вдоль стержня длиной R , направления осей OX, OY, OZ в начальный момент времени совпадают с направлениями соответствующих осей сопровождающей системы координат OX_S, OY_S, OZ_S ;
- инерциальную систему координат $I O\xi\eta\zeta$ с началом в центре Земли, ось $O\eta$ которой направлена по оси вращения Земли от ее центра, ось $O\xi$ в начальный момент времени лежит в плоскости нулевого меридиана, а ось $O\zeta$ дополняет систему координат до правой;
- геоцентрическую систему координат $G OX_G Y_G Z_G$ с началом в центре Земли, ось OY_G которой направлена по оси вращения Земли от ее центра, ось OZ_G лежит в плоскости нулевого меридиана, а ось OX_G дополняет систему координат до правой.

В соответствии с введенными системами координат под задачей ориентации антенны, расположенной на качающейся мачте, установленной на подвижном объекте, далее понимается текущая оценка параметров разворота (в качестве которых далее рассматриваются параметры Родрига – Гамильтона [26, 27]) приборной системы координат J_2 относительно сопровождающей системы координат S при одновремен-

ном определении текущих параметров углового и линейного движения объекта-носителя антенны. При этом полагаем, что в состав бесплатформенной инерциальной системы ориентации антенного комплекса радиообнаружения и наведения входит первая группа чувствительных элементов, расположенная в центре масс объекта, состоящая из трех ортогональных акселерометров и трех ортогональных датчиков угловой скорости, измерителя линейной скорости (принцип построения которого определяется видом базирования объекта-носителя антенны) и высотомера (наличие которого также определяется видом базирования подвижного объекта), а также вторая группа чувствительных элементов, расположенная в центре масс антенны и состоящая из трех ортогональных акселерометров.

Исходя из практики использования бесплатформенной инерциальной системы ориентации, в качестве моделей помех чувствительных элементов наиболее общего вида выберем аддитивные центрированные белые гауссовские шумы с известными интенсивностями [28]. Тогда модели выходных сигналов чувствительных элементов бесплатформенной инерциальной системы ориентации принимают следующий вид [23–25]:

- для акселерометров:

$$\mathbf{Z}_{ai} = \mathbf{a}_{Ji} + \mathbf{W}_{ai},$$

где $i = 1, 2$ – номер группы чувствительных элементов; $\mathbf{Z}_{ai} = [Z_{axi} \quad Z_{ayi} \quad Z_{azi}]^T$ – вектор выходных сигналов трех ортогональных акселерометров i -й группы; $\mathbf{a}_{Ji} = [a_{xi} \quad a_{yi} \quad a_{zi}]^T$ – вектор ускорений центра масс (объекта или антенны) в i -й приборной системе координат; $\mathbf{W}_{ai} = [W_{axi} \quad W_{ayi} \quad W_{azi}]^T$ – вектор помех измерения акселерометров i -й группы (центрированный белый гауссовский шум с матрицей интенсивностей D_{ai});

- для датчиков угловой скорости:

$$\mathbf{Z}_d = \boldsymbol{\omega}_J + \mathbf{W}_d,$$

где $\mathbf{Z}_d = [Z_x \quad Z_y \quad Z_z]^T$ – вектор выходных сигналов трех ортогональных датчиков угловой скорости; $\boldsymbol{\omega}_J = [\omega_x \quad \omega_y \quad \omega_z]^T$ – вектор абсолютной угловой скорости вращения приборной системы координат J_1 ; $\mathbf{W}_d = [W_x \quad W_y \quad W_z]^T$ – вектор помех измерения датчиков угловой скорости (центрированный белый гауссовский шум с матрицей интенсивностей D_d).

Таким образом, окончательно поставленную задачу можно сформулировать как задачу стохастического оценивания текущей ориентации приборной системы координат J_2 относительно сопровождающей системы координат S при одновременном определении текущих параметров углового и линейного движения объекта-носителя антенны по зашумленным измерениям чувствительных элементов бесплатформенной инерциальной системы ориентации при априори неопределенном характере изменения векторов угловой скорости центра масс антенны относительно начала центра масс объекта (точки крепления мачты длиной R) и самого объекта-носителя относительно его центра масс при неизвестных углах начального рассогласования приборной системы координат J_2 и сопровождающей системы координат S (т. е. неточно решенной задаче начальной выставки бесплатформенной инерциальной системы ориентации).

Для решения поставленной задачи в самой общей постановке проведем следующие построения.

Изменение во времени параметров движения триэдра S сопровождающей системы координат относительно трехгранника G геоцентрической системы координат описывается уравнениями общей задачи навигации [22, 24, 25, 29]

$$\begin{vmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\lambda} \\ \dot{H} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (r+H)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & ((r+H)\cos\phi)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{X_S} \\ V_{Y_S} \\ V_{Z_S} \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где λ – долгота; φ – широта; H – высота объекта-носителя антенны; V_{X_S} , V_{Y_S} , V_{Z_S} – проекции линейной скорости объекта на оси сопровождающей системы координат; r – радиус Земли.

Для «замыкания» системы уравнений параметров движения объекта уравнениями проекций V_{X_S} , V_{Y_S} , V_{Z_S} используем основное уравнение инерциальной навигации [27, 29], определяющее в сопровождающей системе координат S вектор ускорений $A_S = \begin{bmatrix} A_{X_S} & A_{Y_S} & A_{Z_S} \end{bmatrix}^T$, измеряемых акселерометрами при движении объекта по сфере Земли, следующим образом:

$$A_S = \dot{V}_S + (2\Omega_S + \omega_S) \times V_S - g_S, \quad (2)$$

где $V_S = \begin{bmatrix} V_{X_S} & V_{Y_S} & V_{Z_S} \end{bmatrix}^T$; $\Omega_S = \begin{bmatrix} \Omega_{X_S} & \Omega_{Y_S} & \Omega_{Z_S} \end{bmatrix}^T$ – вектор угловой скорости вращения Земли, $\Omega_{X_S} = 0$, $\Omega_{Y_S} = \Omega \cos \varphi$, $\Omega_{Z_S} = \Omega \sin \varphi$; Ω – угловая скорость вращения Земли; $\omega_S = \begin{bmatrix} \omega_{X_S} & \omega_{Y_S} & \omega_{Z_S} \operatorname{tg} \varphi \end{bmatrix}^T$ – вектор угловой скорости сопровождающей системы координат, обусловленной движением объекта относительно Земли, $\omega_{Y_S} = V_{X_S} (r + H)^{-1}$, $\omega_{X_S} = -V_{Y_S} (r + H)^{-1}$; $g_S = \begin{bmatrix} g_{X_S} & g_{Y_S} & g_{Z_S} \end{bmatrix}^T$ – вектор ускорения силы тяжести, $g_{X_S} = 0$, $g_{Y_S} = -\Omega^2 (r + H) \cos \varphi \sin \varphi$, $g_{Z_S} = \Omega^2 (r + H) \cos^2 \varphi - g$, g – гравитационное ускорение.

Трансформируя уравнение (2) соответствующим образом, имеем искомые уравнения вектора линейной скорости $V_S = \begin{bmatrix} V_{X_S} & V_{Y_S} & V_{Z_S} \end{bmatrix}^T$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{X_S} &= A_{X_S} + \left(2\Omega \sin \varphi + V_{X_S} \operatorname{tg} \varphi (r + H)^{-1} \right) V_{Y_S} - \\ &\quad - \left(2\Omega \cos \varphi + V_{X_S} (r + H)^{-1} \right) V_{Z_S} \\ \dot{V}_{Y_S} &= A_{Y_S} - \left(2\Omega \sin \varphi + V_{X_S} \operatorname{tg} \varphi (r + H)^{-1} \right) V_{X_S} - \\ &\quad - V_{Y_S} (r + H)^{-1} V_{Z_S} - \Omega^2 (r + H) \cos \varphi \sin \varphi \\ \dot{V}_{Z_S} &= A_{Z_S} + \left(2\Omega \cos \varphi + V_{X_S} (r + H)^{-1} \right) V_{X_S} + \\ &\quad + V_{Y_S}^2 (r + H)^{-1} + \Omega^2 (r + H) \cos^2 \varphi - g \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Выражая неизвестный вектор ускорений A_S через вектор выходных сигналов акселерометров первой группы Z_{a1}

$$A_S = C^T (Z_{a1} - W_{a1}), \quad (4)$$

где $C = DB^T$ – матрица поворота приборной системы координат J_1 относительно сопровождающей системы координат, D – матрица поворота [25, 29] приборной системы координат J_1 относительно инерциальной системы координат, B – матрица текущей ориентации сопровождающей системы координат относительно инерциальной системы координат

$$B = B(\lambda, \varphi, t) = \begin{bmatrix} \cos(\lambda + \Omega t) & 0 & -\sin(\lambda + \Omega t) \\ -\sin(\lambda + \Omega t) \sin \varphi & \cos \varphi & -\cos(\lambda + \Omega t) \sin \varphi \\ \sin(\lambda + \Omega t) \cos \varphi & \sin \varphi & \cos(\lambda + \Omega t) \cos \varphi \end{bmatrix},$$

окончательно получаем дифференциальные уравнения вектора линейной скорости V_S , «замыкающие» систему параметров движения объекта, в стохастической форме Ланжевена:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{X_S} \\ \dot{V}_{Y_S} \\ \dot{V}_{Z_S} \end{bmatrix} = C^T Z_{a1} + \left(\begin{bmatrix} 0 \\ 2\Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \end{bmatrix} + (r + H)^{-1} \begin{bmatrix} -V_{Y_S} \\ V_{X_S} \\ V_{X_S} \operatorname{tg} \varphi \end{bmatrix} \right) \times \begin{bmatrix} V_{X_S} \\ V_{Y_S} \\ V_{Z_S} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\Omega^2 (r + H) \cos \varphi \sin \varphi \\ \Omega^2 (r + H) \cos^2 \varphi - g \end{bmatrix} - C^T W_{a1}. \quad (5)$$

Для описания углового движения подвижного объекта изменение текущей ориентации трехгранника приборной системы координат J_1 относительно трехгранника I инерциальной системы координат зададим, используя параметры Родрига – Гамильтона $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$, определяющие матрицу $D = D(\mu)$:

$$D = D(\mu) = \begin{vmatrix} 2\mu_1^2 + 2\mu_2^2 - 1 & 2(\mu_2\mu_3 + \mu_1\mu_4) & 2(\mu_2\mu_4 - \mu_1\mu_3) \\ 2(\mu_2\mu_3 - \mu_1\mu_4) & 2\mu_1^2 + 2\mu_3^2 - 1 & 2(\mu_4\mu_3 + \mu_1\mu_2) \\ 2(\mu_2\mu_4 + \mu_1\mu_3) & 2(\mu_4\mu_3 - \mu_1\mu_2) & 2\mu_1^2 + 2\mu_4^2 - 1 \end{vmatrix};$$

$$\dot{\mu} = \frac{1}{2} \Phi(\mu) \omega_J, \quad (6)$$

где $\mu = [\mu_1 \ \mu_2 \ \mu_3 \ \mu_4]^T$; $\Phi(\mu) = \begin{vmatrix} -\mu_2 & -\mu_3 & -\mu_4 \\ \mu_1 & -\mu_4 & \mu_3 \\ \mu_4 & \mu_1 & -\mu_2 \\ -\mu_3 & \mu_2 & \mu_1 \end{vmatrix}$; ω_J – вектор абсолютной угловой скорости вращения

трехгранника приборной системы координат J_1 , который может быть выражен через вектор измерений Z_d трех датчиков угловой скорости:

$$\omega_J = Z_d - W_d. \quad (7)$$

С учетом выражения (7) динамика углового движения объекта (6) относительно инерциальной системы координат может быть описана следующей системой стохастических уравнений:

$$\dot{\mu} = \frac{1}{2} \Phi(\mu) (Z_d - W_d).$$

Окончательно полную систему уравнений навигационных параметров объекта-носителя антенны можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mu} &= \frac{1}{2} \Phi(\mu) (Z_d - W_d) \\ \begin{vmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\lambda} \\ \dot{H} \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} (r+H)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & ((r+H)\cos\varphi)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} V_S \\ \dot{V}_S &= C^T Z_{a1} + \left(\begin{pmatrix} 0 \\ 2\Omega\cos\varphi \\ \Omega\sin\varphi \end{pmatrix} + (r+H)^{-1} \begin{pmatrix} -V_{Y_S} \\ V_{X_S} \\ V_{X_S}\operatorname{tg}\varphi \end{pmatrix} \right) \times V_S + \begin{vmatrix} 0 \\ -\Omega^2(r+H)\cos\varphi\sin\varphi \\ \Omega^2(r+H)\cos^2\varphi - g \end{vmatrix} - C^T W_{a1} \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

где $C = C(\mu, \lambda, \varphi, t) = D(\mu) B^T(\lambda, \varphi, t)$.

Текущая ориентация антенны, вращающейся относительно мачты с известным вектором угловой скорости ω_{JQ} (т. е. разворот приборной системы координат J_2 относительно опорной системы координат Q), также описывается уравнениями параметров Родрига – Гамильтона $\eta = [\eta_1 \ \eta_2 \ \eta_3 \ \eta_4]^T$ [26, 27]:

$$\dot{\eta} = \frac{1}{2} \Phi(\eta) \omega_{JQ}. \quad (9)$$

Подобным образом описывается и динамика поворота мачты относительно объекта (разворота опорной системы координат Q относительно приборной системы координат J_1):

$$\dot{\vartheta} = \frac{1}{2} \Phi(\vartheta) \omega_Q, \quad (10)$$

где $\mathfrak{D} = |\vartheta_1 \ \vartheta_2 \ \vartheta_3 \ \vartheta_4|^\top$ – вектор параметров Родрига – Гамильтона; $\omega_Q = |\omega_X \ \omega_Y \ 0|^\top$ – вектор угловой скорости вращения опорной системы координат Q относительно приборной системы координат J_1 .

Выражение вектора ω_Q получим из уравнения вектора ускорения, возникающего при движении материальной точки по сфере радиуса R , в опорной системе координат Q :

$$A_Q = \dot{V}_Q + (2\Omega_Q + \omega_Q) \times V_Q - g_Q, \quad (11)$$

где $A_Q = |A_X \ A_Y \ A_Z|^\top$ – вектор ускорений материальной точки в опорной системе координат Q ; $V_Q = |V_X \ V_Y \ V_Z|^\top$ – вектор скорости материальной точки в опорной системе координат; $\Omega_Q = |\Omega_X \ \Omega_Y \ \Omega_Z|^\top$ – вектор угловой скорости вращения Земли в опорной системе координат; $g_Q = |g_X \ g_Y \ g_Z|^\top$ – вектор ускорения силы тяжести в опорной системе координат.

При этом проекции векторов g_Q , Ω_Q на оси опорной системы координат Q определяются следующим образом:

$$\Omega_Q(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) = |\Omega_X \ \Omega_Y \ \Omega_Z|^\top = D(\mathfrak{D})C(\mu, \lambda, \varphi, t) \begin{vmatrix} 0 \\ \Omega \cos \varphi \\ \Omega \sin \varphi \end{vmatrix};$$

$$g_Q(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) = |g_X \ g_Y \ g_Z|^\top = D(\mathfrak{D})C(\mu, \lambda, \varphi, t) \begin{vmatrix} 0 \\ -\Omega^2 (r + H) \cos \varphi \sin \varphi \\ \Omega^2 (r + H) \cos^2 \varphi - g \end{vmatrix},$$

где $D(\mathfrak{D})$ – матрица поворота (направляющих косинусов) опорной системы координат Q относительно приборной системы координат J_1 .

Система уравнений (11) в проекциях на оси опорной системы координат с учетом равенств

$$\omega_X = -V_Y R^{-1}; \quad \omega_Y = V_X R^{-1},$$

а также выражений векторов g_Q , Ω_Q трансформируется к виду

$$\left. \begin{aligned} A_X &= \dot{\omega}_Y R - 2\Omega_Z(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) R \omega_X - g_X(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) \\ A_Y &= -\dot{\omega}_X R - 2\Omega_Z(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) \omega_Y R - g_Y(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) \\ A_Z &= (2\Omega_Y(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) + \omega_Y) R \omega_Y + \\ &+ (2\Omega_X(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) + \omega_X) R \omega_X - g_Z(\mu, \mathfrak{D}, \lambda, \varphi, t) \end{aligned} \right\}. \quad (12)$$

Вторая группа акселерометров измеряет проекции вектора ускорений A_Q на оси приборной системы координат J_2 $D(\eta)A_Q$ и проекции вектора ускорений центра масс объекта, измеряемые первой группой акселерометров в приборной системе координат J_1 (т. е. $Z_{a1} - W_{a1}$), на оси приборной системы координат J_2 $D(\eta)D(\mathfrak{D})(Z_{a1} - W_{a1})$. Таким образом, справедливо равенство

$$D(\eta)A_Q + D(\eta)D(\mathfrak{D})(Z_{a1} - W_{a1}) + W_{a2} = Z_{a2},$$

где Z_{a2} , W_{a2} – векторы выходных сигналов акселерометров второй группы и их помех.

Отсюда получаем выражение вектора ускорений A_Q :

$$A_Q = D^\top(\eta)(Z_{a2} - W_{a2}) - D(\mathfrak{D})(Z_{a1} - W_{a1}). \quad (13)$$

С помощью полученного выражения в совокупности с уравнениями (12) построим стохастические уравнения, описывающие вектор ω_Q угловой скорости движения опорной системы координат относительно приборной системы координат J_1 и полностью инвариантные к характеру динамики движения мачты:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_Q = \begin{vmatrix} \dot{\omega}_X \\ \dot{\omega}_Y \end{vmatrix} = -R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} (D^T(\eta)Z_{a2} - D(\vartheta)Z_{a1}) + \\ + 2\Omega_Z(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \omega_Q + R^{-1} \begin{vmatrix} -g_Y(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \\ g_X(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \end{vmatrix} - R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} D(\vartheta) \dot{\omega}_Q - D^T(\eta) \begin{vmatrix} W_{a1} \\ W_{a2} \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

Объединяя системы уравнений (8) – (10), (14), стохастические уравнения полного вектора параметров пространственной ориентации мачтовой антенны на подвижном объекте получаем в следующем виде:

$$\dot{Y} = F(Y, t) + F_1(Y, t)W, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} Y = \begin{vmatrix} \mu^T & \varphi & \lambda & H & V_S & \eta^T & \vartheta^T & \omega_Q^T \end{vmatrix}^T; \quad W = \begin{vmatrix} W_d^T & W_{a1}^T & W_{a2}^T \end{vmatrix}^T, \\ F(Y, t) = \begin{vmatrix} \frac{1}{2}\Phi(\mu)Z_d \\ \begin{vmatrix} (r+H)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & ((r+H)\cos\varphi)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} V_S \\ C^T Z_{a1} + \left(\begin{vmatrix} 0 \\ 2\Omega\cos\varphi \\ \Omega\sin\varphi \end{vmatrix} + (r+H)^{-1} \begin{vmatrix} -V_{Y_S} \\ V_{X_S} \\ V_{X_S} \tan\varphi \end{vmatrix} \right) \times V_S + \begin{vmatrix} 0 \\ -\Omega^2(r+H)\cos\varphi\sin\varphi \\ \Omega^2(r+H)\cos^2\varphi - g \end{vmatrix} \\ \frac{1}{2}\Phi(\eta)\omega_{JQ} \\ \frac{1}{2}\Phi(\vartheta)\omega_Q \\ -R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} (D^T(\eta)Z_{a2} - D(\vartheta)Z_{a1}) + 2\Omega_Z(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix} \omega_Q + R^{-1} \begin{vmatrix} -g_Y(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \\ g_X(\mu, \vartheta, \lambda, \varphi, t) \end{vmatrix} \end{vmatrix}, \\ F_1(Y, t) = \begin{vmatrix} -\frac{1}{2}\Phi(\mu) \dot{\omega}_Q \\ 0 \\ 0 \quad \vdots \quad -C^T \dot{\omega}_Q \\ 0 \\ 0 \quad \vdots \quad -R^{-1} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} D(\vartheta) \dot{\omega}_Q - D^T(\eta) \dot{\omega}_Q \quad \vdots \quad 0 \end{vmatrix}, \end{aligned}$$

где 0 – нулевой матричный блок соответствующей размерности.

Для стохастической оценки состояния нелинейных динамических систем вида (15) наиболее эффективным является применение методов стохастической фильтрации [28, 30], в частности расширенный фильтр Калмана. Однако для его использования необходим предварительный синтез информационной модели сигнала наблюдения, явно зависящей от компонентов вектора Y .

В рассматриваемом случае в качестве данной модели может быть выбрана полученная в уравнениях (12) z -компонента вектора ускорения центра масс антенны при колебаниях мачты относительно объекта:

$$A_Z = (2\Omega_Y(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_Y)R\omega_Y + (2\Omega_X(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_X)R\omega_X - g_Z(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t).$$

Физическое измерение данной z -компоненты может быть осуществлено любым акселерометром второй группы Z_{a2} . Исходя из этого и учитывая выражение (13) вектора A_Q , синтез искомой модели наблюдателя компонентов вектора Y осуществим следующим образом. Так как $A_Z = e_3 A_Q$, где $e_3 = |0 \ 0 \ 1|$, то из выражения (13) имеем:

$$e_3 A_Q + e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})(Z_{a1} - W_{a1}) + e_3 D^T(\boldsymbol{\eta})W_{a2} = e_3 D^T(\boldsymbol{\eta})Z_{a2},$$

или

$$A_Z + e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})Z_{a1} - e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})W_{a1} + e_3 D^T(\boldsymbol{\eta})W_{a2} = d_{13}(\boldsymbol{\eta})Z_{ax2} + d_{23}(\boldsymbol{\eta})Z_{ay2} + d_{33}(\boldsymbol{\eta})Z_{az2}.$$

Возвращаясь к информационной модели A_Z (12) и выбирая в качестве сигнала измерения, например, выходной сигнал акселерометра Z_{ax2} , получаем требуемую модель наблюдателя компонентов вектора Y :

$$Z_{ax2} = d_{13}^{-1}(\boldsymbol{\eta})\{(2\Omega_Y(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_Y)R\omega_Y + (2\Omega_X(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_X)R\omega_X - g_Z(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})Z_{a1} - d_{23}(\boldsymbol{\eta})Z_{ay2} - d_{33}(\boldsymbol{\eta})Z_{az2}\} - d_{13}^{-1}(\boldsymbol{\eta})\{e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})W_{a1} - e_3 D^T(\boldsymbol{\eta})W_{a2}\},$$

или в компактной форме:

$$\left. \begin{aligned} Z_{ax2} &= h(\mathbf{Y}, t) + h_0(\mathbf{Y}, t) \begin{vmatrix} W_{a1} \\ W_{a2} \end{vmatrix}; \\ h(\mathbf{Y}, t) &= d_{13}^{-1}(\boldsymbol{\eta}) \left\{ \begin{aligned} &(2\Omega_Y(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_Y)R\omega_Y + \\ &(2\Omega_X(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \omega_X)R\omega_X - g_Z(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \lambda, \varphi, t) + \\ &+ e_3 D(\boldsymbol{\vartheta})Z_{a1} - d_{23}(\boldsymbol{\eta})Z_{ay2} - d_{33}(\boldsymbol{\eta})Z_{az2} \end{aligned} \right\}; \\ h_0(\mathbf{Y}, t) &= -d_{13}^{-1}(\boldsymbol{\eta}) \begin{vmatrix} e_3 D(\boldsymbol{\vartheta}) \\ -e_3 D^T(\boldsymbol{\eta}) \end{vmatrix} \end{aligned} \right\}. \quad (16)$$

Несмотря на то что в случае полученного наблюдателя (16) в явном виде наблюдается подавляющее большинство компонентов вектора состояния Y , особенностью наблюдателя (16) является невозможность наблюдения вектора линейной скорости V_S и высоты объекта H , что существенно влияет на сходимость и устойчивость процесса оценивания всего вектора состояния.

В случае наземных и морских комплексов радиобнаружения и наведения высокоточная оценка высоты не представляет значительной сложности: для морских систем данной величины можно пренебречь, а в наземных системах ее определение возможно на основе полученных оценок долготы и широты с использованием электронных карт. Вместе с тем для авиационных комплексов обязательным является применение физического измерителя высоты (баровысотомер, радиовысотомер и др.), выходной сигнал которого

$$Z_H = H + W_H, \quad (17)$$

где W_H – помеха измерения высоты, аппроксимируемая центрированным белым гауссовским шумом с известной интенсивностью D_H , должен быть включен в общую структуру наблюдателя.

В свою очередь, для формирования сигнала наблюдения вектора скорости объекта V_S можно использовать одно- или многоканальные измерения доплеровского датчика скорости Z_V :

$$Z_V = C(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\vartheta}, \varphi, t) V_S + W_V$$

или измерения хронометрического одометра (лага) – для наземных и морских комплексов радиобнаружения и наведения:

$$Z_V = \sqrt{V_{X_S}^2 + V_{Y_S}^2 + V_{Z_S}^2} + W_V,$$

где W_V – помеха измерения вектора (модуля) скорости, аппроксимируемая центрированным белым гауссовским шумом с известной матрицей интенсивности (интенсивностью) D_V .

В общей форме приведенные скоростные измерения можно записать следующим образом:

$$Z_V = \Psi(V_S, t) + W_V, \quad (18)$$

где $\Psi(V_S, t)$ – известная нелинейная функция.

Объединяя полученные сигналы наблюдения параметров движения объекта и антенны (16) – (18), общие уравнения наблюдателя вектора состояния Y можно представить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Z &= \begin{bmatrix} Z_{ax2} \\ Z_H \\ Z_V \end{bmatrix} = H(Y, t) + H_1(Y, t)W_Z \\ H(Y, t) &= \begin{bmatrix} h(Y, t) \\ H \\ \Psi(V_S, t) \end{bmatrix}, \quad H_1(Y, t) = \begin{bmatrix} h_0(Y, t) & 0 \\ 0 & E \end{bmatrix}, \quad W_Z = \begin{bmatrix} W_{a1} \\ W_{a2} \\ W_H \\ W_V \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}, \quad (19)$$

где E – единичная матрица соответствующей размерности.

С помощью полученных уравнений (15), (19) – «объект – наблюдатель», – можно построить оценку вектора состояния Y в виде расширенного фильтра Калмана – наиболее эффективного алгоритма оценивания для динамических нелинейных стохастических систем. Особенностью является наличие корреляции шумов объекта (15) и наблюдателя (19), которую необходимо далее учитывать при последующем построении фильтра.

Расширенный фильтр Калмана, построенный по уравнениям «объект – наблюдатель» (15), (19) и обеспечивающий принципиальное решение поставленной задачи, имеет следующий вид [25, 28]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{Y}} &= F(\hat{Y}, t) + K(\hat{Y}, t)[Z - H(\hat{Y}, t)]; \\ K(\hat{Y}, t) &= \left(R(\hat{Y}, t) \frac{\partial H^T(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} + L(\hat{Y}, t) \right) \left(H_1(\hat{Y}, t) D_Z H_1^T(\hat{Y}, t) \right)^{-1}; \\ \dot{R}(\hat{Y}, t) &= \left\{ \frac{\partial F(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} - L(\hat{Y}, t) \left(H_1(\hat{Y}, t) D_Z H_1^T(\hat{Y}, t) \right)^{-1} \frac{\partial H(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} \right\} R(\hat{Y}, t) + \\ &+ R(\hat{Y}, t) \left\{ \frac{\partial F(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} - L(\hat{Y}, t) \left(H_1(\hat{Y}, t) D_Z H_1^T(\hat{Y}, t) \right)^{-1} \frac{\partial H(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} \right\}^T + F_1(\hat{Y}, t) D_0 F_1^T(\hat{Y}, t) - \\ &- R(\hat{Y}, t) \frac{\partial H^T(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} \left(H_1(\hat{Y}, t) D_Z H_1^T(\hat{Y}, t) \right)^{-1} \frac{\partial H(\hat{Y}, t)}{\partial \hat{Y}} R(\hat{Y}, t) - \\ &- L(\hat{Y}, t) \left(H_1(\hat{Y}, t) D_Z H_1^T(\hat{Y}, t) \right)^{-1} L^T(\hat{Y}, t), \end{aligned}$$

где \hat{Y} – вектор текущей оценки вектора состояния $Y(t)$; $R(\hat{Y}, t)$ – апостериорная ковариационная матрица

$$D_0 = \begin{vmatrix} D_d & 0 \\ 0 & D_{a1} & 0 \\ & 0 & D_{a2} \end{vmatrix}; D_Z = \begin{vmatrix} D_{a1} & 0 \\ 0 & D_{a2} & 0 \\ & 0 & D_H & 0 \\ & & 0 & D_V \end{vmatrix}; L(\hat{Y}, t) = F_1(\hat{Y}, t) \begin{vmatrix} 0 \\ D_{a1} & 0 \\ 0 & D_{a2} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} H_1^T(\hat{Y}, t).$$

Возможность эффективной практической реализации предложенного подхода была проиллюстрирована численным экспериментом.

Рассматривалось движение авиационного комплекса радиобнаружения и наведения вдоль местного меридиана из точки с долготой 30° , широтой 45° на постоянной высоте 2000 м на временном интервале $[0; 1000]$ с. Проекция скорости объекта-носителя антенны, м/с, на плоскость меридиана задавалась в функции времени следующим образом:

$$V_Y = 120 + 10 \sin 0,02t,$$

проекции вектора угловой скорости ω_L , рад/с:

$$\omega_x = 10^{-5} \cos 4t; \omega_y = 10^{-3} \cos 3t; \omega_z = 1,5 \cdot 10^{-4} \cos 7t.$$

Эталонные текущие навигационные параметры объекта формировались интегрированием приведенных проекций скорости в соответствии с уравнениями (1), (6) методом Рунге – Кутты четвертого порядка с шагом 0,01 с.

Угловое движение антенны относительно мачты моделировалось вращением с постоянной угловой скоростью $\omega_{z2} = 0,1\pi$ рад/с, угловые скорости, рад/с, определяющие динамику движения мачты относительно объекта, задавались в функции времени:

$$\omega_x = 0,35 \cos(2,5t); \omega_y = 0,4 \cos(2,2t).$$

Окончательное определение истинного углового положения антенны осуществлялось интегрированием уравнений (9), (10).

Компоненты векторов помех измерения акселерометров W_{ai} , датчиков угловой скорости W_d , измерителя линейной скорости W_V и высотомера W_H моделировались аддитивными центрированными случайными гауссовскими последовательностями со следующими среднеквадратическими отклонениями, соответствующими чувствительным элементам бесплатформенной инерциальной системы ориентации средней точности: $\sigma_{ai} = 1,1 \cdot 10^{-4}$ м/с²; $\sigma_d = 0,5 \cdot 10^{-7}$ рад/с; $\sigma_V = 0,05$ м/с, $\sigma_H = 0,4$ м.

На рис. 2 показаны погрешности оценки параметров движения центра масс объекта-носителя антенны.

При выбранном уровне помех измерителей ошибки определения широты φ после 400-й секунды не превысили $8 \cdot 10^{-7}$ рад, а ошибки оценки долготы $\lambda - 2 \cdot 10^{-7}$ рад. При этом ошибка по высоте H (на рис. 2 не показана) не превышала 0,3 м.

На рис. 3 приведены погрешности оценивания ориентации приборной системы координат J_1 относительно инерциальной системы координат, выраженные в углах Эйлера после соответствующего пересчета вектора параметров Родрига – Гамильтона μ . Погрешности оценивания угловой ориентации объекта-носителя антенны в установившемся режиме (после 300-й секунды) варьируются в следующих интервалах: для курсового угла $\Delta\alpha_1 [-6 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-4}]$ рад, угла тангажа $\Delta\beta_1 [-1,5 \cdot 10^{-4} - 1,9 \cdot 10^{-4}]$ рад, угла крена $\Delta\gamma_1 [-3,8 \cdot 10^{-5} \dots 4,5 \cdot 10^{-5}]$ рад.

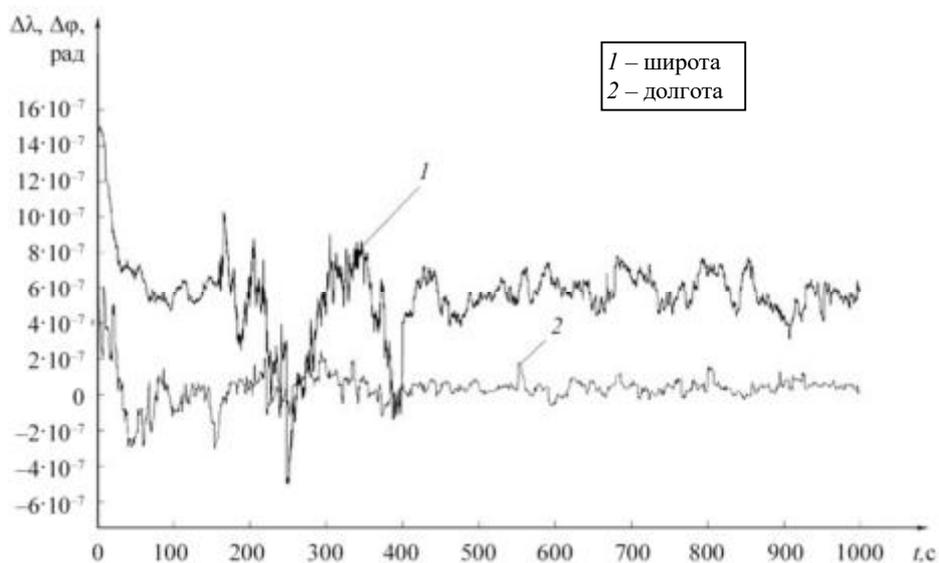


Рис. 2

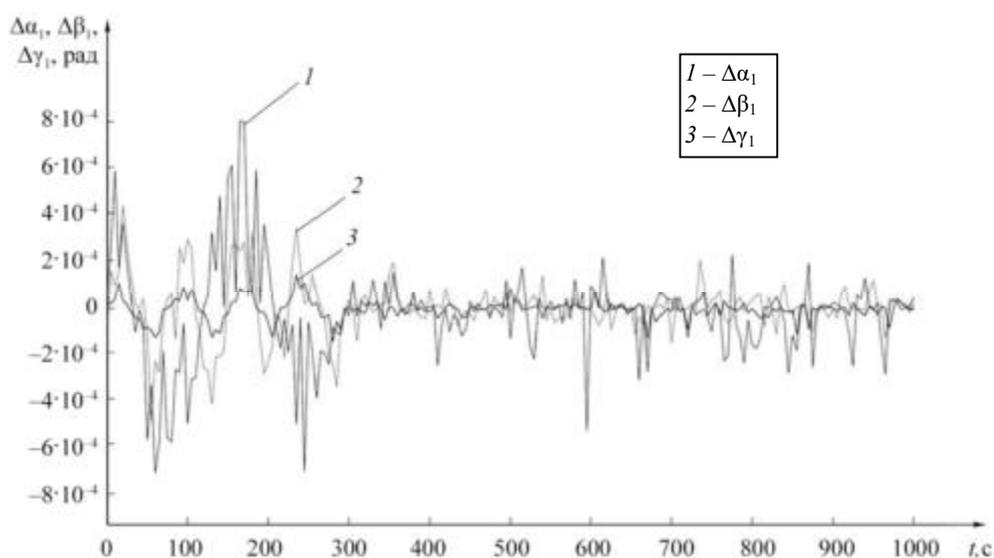


Рис. 3

На рис. 4 приведены погрешности оценивания ориентации опорной системы координат относительно приборной системы координат J_1 , также выраженные в углах Эйлера после пересчета вектора параметров Родрига – Гамильтона \mathfrak{Q} . Данные погрешности оценки углов ориентации в установившемся режиме определяются в следующих интервалах: для курсового угла $\Delta\alpha_2$ $[-1,1 \cdot 10^{-4} \dots 1,8 \cdot 10^{-4}]$ рад, для угла тангажа $\Delta\beta_2$ $[-1,3 \cdot 10^{-4} \dots 1,4 \cdot 10^{-4}]$ рад, угла крена $\Delta\gamma_2$ $[-1,8 \cdot 10^{-4} \dots 1,9 \cdot 10^{-4}]$.

Согласно общему анализу результатов моделирования предложенный алгоритм оценки параметров движения центра масс объекта-носителя антенны и угловой ориентации антенны обеспечивает быструю сходимость процесса оценивания (не более 300 с) и его устойчивость в течение длительного времени (до 1000 с). Погрешности оценивания углового положения антенны по окончании переходного процесса по всем углам ориентации не превысили $2 \cdot 10^{-4}$ рад, объекта – $6 \cdot 10^{-4}$ рад, что соответствует не только современным требованиям, но и требованиям к системам ориентации подвижных комплексов радиобнаведения и наведения в перспективе.

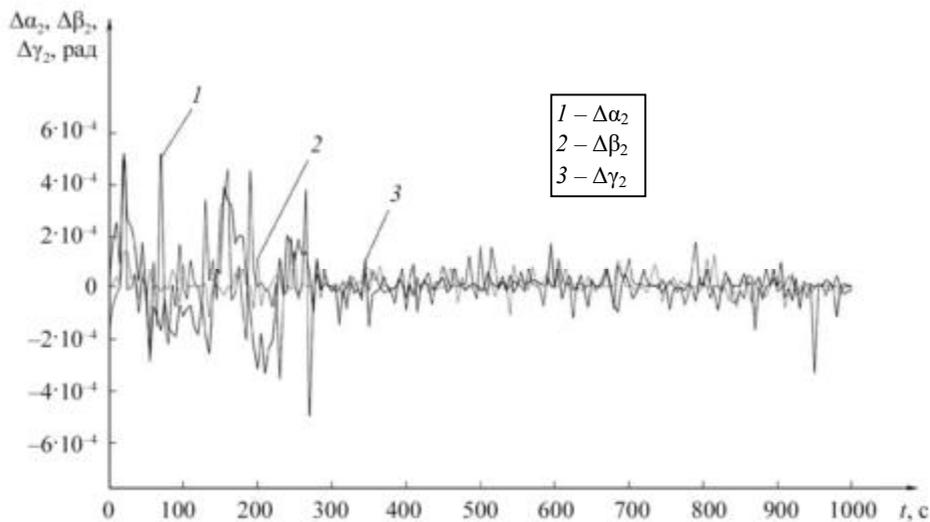


Рис. 4

Таким образом, по результатам численного эксперимента можно сделать вывод о возможности практического применения предложенного подхода для решения задач текущей пространственной ориентации подвижных комплексов радиобнаружения и наведения различного базирования в отсутствие спутниковых измерений, причем с использованием недорогих среднеточных автономных средств измерения – инерциальных и неинерциальных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques: A Signal Processing Perspective / Eds. D. Dardari, E. Falletti, M. Luise. Academic Press, 2012. 458 p.
2. Зайцев Д.В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки информации в условиях помех. М.: Радиотехника, 2007. 96 с.
3. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Часть 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 164 с.
4. Гайнутдинова Т.Ю. и др. Оценка работоспособности алгоритма позиционирования беспилотного летательного аппарата относительно движущейся платформы с использованием компьютерного зрения // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 4. С. 54–61.
5. Гайнутдинова Т.Ю. и др. Модель формирования стаи для автономных летательных аппаратов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2020. № 3. С. 134–138.
6. Кочкаров А.А. и др. Комплексный метод управления информационными ресурсами при обеспечении безопасности телекоммуникационных систем авиационных комплексов мониторинга // Изв. вузов. Авиационная техника. 2020. № 2. С. 158–166.
7. Соколов С.В., Погорелов В.А., Шаталов А.Б. Общее решение задачи нелинейной фильтрации параметров ориентации антенного комплекса по инерциальным измерениям // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 1. С. 124–132.
8. Rapoport L. et al. Octopus: Multi Antennae GPS/GLONASS RTK System // Proc. of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Sept. 14–17, 1999, Nashville, USA. P. 797–804.
9. Gebre-Egziabher D., Hayward R.C., Powell J.D. Design of Multi-Sensor Attitude Determination Systems // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2004. Vol. 40. Iss. 2. P. 627–649.
10. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / Под ред. М.Н. Красильщикова, Г.Г. Себрякова. М.: Физматлит, 2009. 556 с.
11. Соколов С.В., Погорелов В.А. Нелинейная динамическая оценка углов ориентации подвижного объекта по распределенным спутниковым измерениям // Измерительная техника. 2019. № 3. С. 30–36.
12. Лукасевич В.И., Погорелов В.А., Соколов С.В. Алгоритм оценки параметров вращения распределенной антенны по спутниковым измерениям // Радиотехника. 2015. № 6. С.122–132.
13. Hirokawa R., Ebinuma T. A Low-Cost Tightly Coupled GPS/INS for Small UAVs Augmented with Multiple GPS Antennas // Navigation: Journal of the Institute of Navigation. 2009. Vol. 56. Iss. 1. P. 35–44.
14. Grewal M.S., Andrews A.P., Bartone C.G. Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration. Wiley, 2013. 608 p.

15. *Tijing Cai et al.* A Multimode GNSS/MIMU Integrated Orientation and Navigation System // Proc. of the 26th International Conference on Integrated Navigation Systems, May 27–29, 2019, St. Petersburg, Russia. P. 1–4.
16. *Емельянец Г.И., Степанов А.П., Блажнов Б.А.* О начальной выставке и оценке погрешностей измерительного модуля БИНС с использованием спутниковых фазовых измерений // Гироскопия и навигация. 2019. № 1. С. 47–60.
17. *Кинкулькин И.Е.* Глобальные навигационные спутниковые системы. Алгоритмы функционирования аппаратуры потребителя. М.: Радиотехника, 2018. 325 с.
18. *Jahromi A.J. et al.* GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Anti-Spoofing Techniques // International Journal of Navigation and Observation. 2012. Vol. 2012. Article № 127072.
19. *Baziar A.R., Moazedi M., Mosavi M.R.* Analysis of Single Frequency GPS Receiver Under Delay and Combining Spoofing Algorithm // Journal of Wireless Personal Communications. 2015. Vol. 83. № 3. P. 1955–1970.
20. *Bhatti J., Humphreys T.E.* Hostile Control of Ships via False GPS Signals: Demonstration and Detection // Journal of the Institute of Navigation. Vol. 64. Iss. 1. P. 51–66.
21. *Psiaki M.L. et al.* GNSS Lies, GNSS Truth: Spoofing Detection with Two-Antenna Differential Carrier Phase // GPS World. 2014. Vol. 25. № 11. P. 36–44.
22. *Salychev O.S.* Verified Approaches to Inertial Navigation. Moscow: BMSTU Press, 2017. 368 p.
23. *Матвеев В.В., Распопов В.Я.* Приборы и системы ориентации, стабилизации и навигации на МЭМС датчиках. Тула: ТулГУ, 2017. 225 с.
24. *Розенберг И.Н. и др.* Теоретические основы тесной интеграции инерциально-спутниковых навигационных систем. М.: Физматлит, 2018. 305 с.
25. *Емельянец Г.И., Степанов А.П.* Интегрированные инерциально-спутниковые системы ориентации и навигации / Под общей ред. В.Г. Пешехонова. СПб.: ГИЦ РФ АО «Концерн ЦНИИ “Электроприбор”», 2016. 394 с.
26. *Соколов С.В., Погорелов В.А., Шаталов А.Б.* Решение задачи автономной начальной ориентации бесплатформенных инерциальных навигационных систем на возмущенном основании с использованием параметров Родрига – Гамильтона // Изв. вузов. Авиационная техника. 2019. № 1. С. 39–47.
27. *Челноков Ю.Н.* Кватернионные модели и методы динамики, навигации и управления движением. М.: Физматлит, 2011. 560 с.
28. *Синицын И.Н.* Фильтры Калмана и Пугачева. М.: Университетская книга, Логос, 2006. 640 с.
29. *Ишлинский А.Ю.* Ориентация, гироскопы и инерциальная навигация. М.: Наука, 1976. 672 с.
30. *Миллер Б.М., Колосов К.С.* Робастное оценивание на основе метода наименьших модулей и фильтра Калмана // Автоматика и телемеханика. 2020. № 11. С. 72–92.

Поступила в редакцию 25.09.24

После доработки 28.01.25

Принята к публикации 28.01.25

Stochastic Estimation of Spatial Orientation Parameters of Mobile Complexes of Aircraft Radio Detection and Guidance

S.V. SOKOLOV, D.V. MARSHAKOV, I.V. RESHETNIKOVA, AND M.V. KURINENKO
MTUCI, Moscow

The paper deals with the complex solution of the problem of stochastic estimation of spatial orientation parameters of mast antennas placed on mobile complexes of radio detection and guidance, and the very objects-carriers of antennas. The algorithm is proposed for estimating the spatial orientation parameters of the mast antenna and the mobile object-carrier based on the use of autonomous measuring instruments (inertial and non-inertial) with the most general assumptions about the nature of interference sensitive elements of the measuring complex. It is established that the algorithm invariant to the nature of the mast and object motion provides stability and accuracy of estimation required for mobile radio detection and guidance complexes of different base type in the absence of satellite measurements.

Mobile radio detection and guidance complex, mast antenna, nonlinear stochastic estimation, spatial orientation, Rodrigues–Hamilton parameters

Разработка модели винтокольцевого движителя и экспериментальное исследование ее аэродинамических характеристик

А.С. БАТРАКОВ,
канд. техн. наук,
Л.И. ГАРИПОВА,
канд. техн. наук,
В.В. ПАХОВ
(КНИТУ-КАИ, Казань)
batrakov_a.c@mail.ru

Рассматривается модель винтокольцевого движителя. Получены аэродинамические характеристики движителя с различными винтами при разной скорости потока в аэродинамической трубе. Рассмотрен вопрос изготовления четырехлопастного воздушного винта методом 3D-печати.

3D-печать, аддитивные технологии, аэродинамическая труба, винтокольцевой движитель

В настоящее время в авиации актуальна разработка различных новых компоновок с применением винтокольцевых движителей [1–4]. Винтокольцевой движитель представляет собой воздушный винт в профилированном кольцевом обтекателе. На определенных режимах работы движителя кольцевой обтекатель позволяет создать дополнительную тягу. Увеличение тяги может составлять 20–100 % тяги изолированного воздушного винта [5]. Винтокольцевые движители могут использоваться в ограниченном диапазоне режимов работы винта, поэтому важно совершенствование аэродинамических характеристик винтокольцевого движителя [6–11].

Для решения данной задачи целесообразно проводить численные и экспериментальные исследования. В настоящей работе рассматривается создание экспериментальной модели винтокольцевого движителя и оценка ее аэродинамических характеристик в аэродинамической трубе.

Часто в качестве базовой модели рассматривается винтокольцевой движитель ВК1-К184В [12]. Кольцевой обтекатель, используемый в установке ВК1-К184В, имеет следующие основные параметры (рис. 1, а).

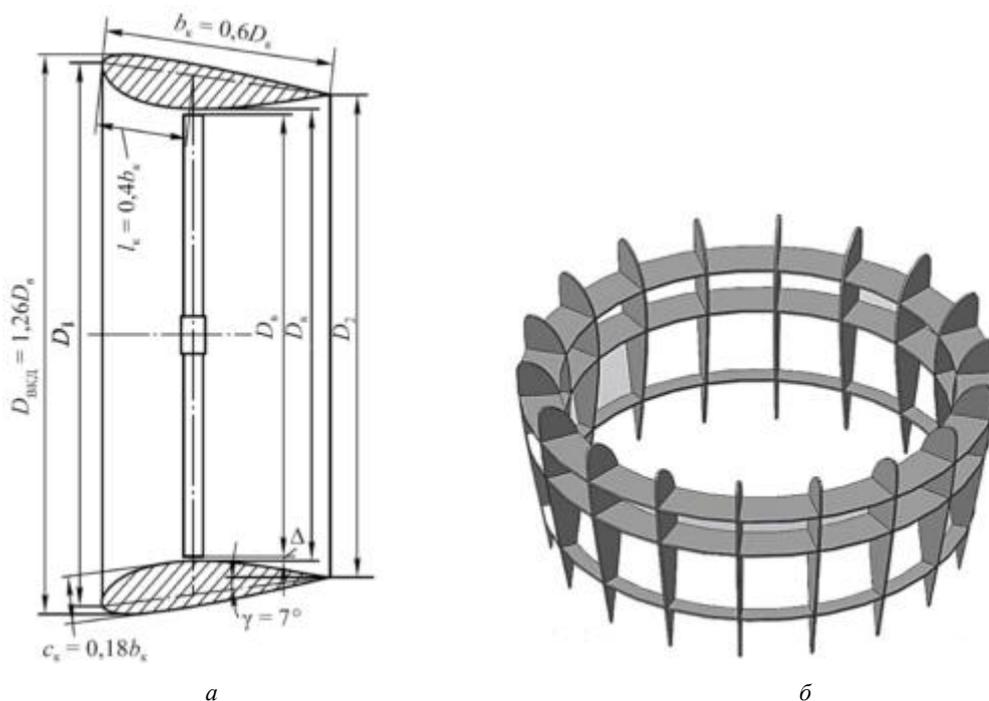


Рис. 1

Относительная ширина кольца $\bar{b}_k = \frac{b_k}{D_k} = 0,6$, где D_k – наименьший внутренний диаметр кольца.

Профиль сечения кольца серии Р-П с максимальной относительной толщиной $\bar{c}_k = 18\%$ и максимальной

относительной кривизной $\bar{f}_k = 4\%$. Угол наклона хорды профиля кольца к оси винта $\gamma = -7^\circ$. Плоскость вращения винта расположена на расстоянии $\lambda_b = 0,4b_k$ от носика профиля кольца. Коэффициент раствора кольца $\bar{F}_1 = \frac{D_1^2}{D_k^2} = 1,45$, коэффициент расширения $\bar{F}_2 = \frac{D_2^2}{D_k^2} = 1,1$, где D_1, D_2 – диаметры входного и выходного сечения кольца.

Построение продувочной модели кольца выполнено по каркасному типу (рис. 1, б). Модель кольцевого обтекателя состоит из 18 нервюр (рис. 2, а) и трех шпангоутов (рис. 2, б). Нервюры и шпангоуты выполнены из листов фанеры толщиной 3 мм методом лазерной резки на станке с ЧПУ.

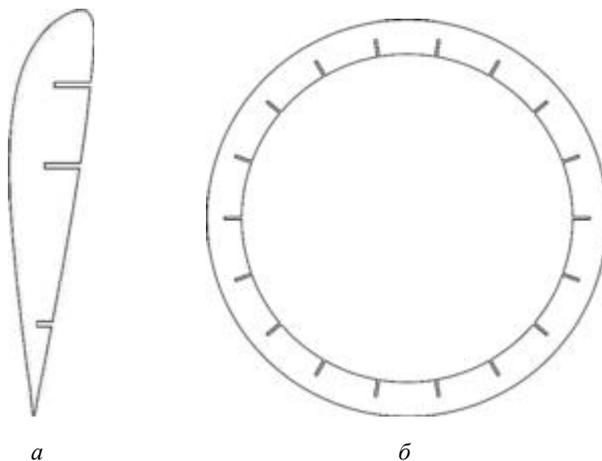


Рис. 2

После нарезки нервюр и шпангоутов выполнена сборка каркаса. Пустоты каркаса заполнены пенопластом. Предусмотрены места крепления двигателя и узлов подвески винтокольцевого движителя на весах аэродинамической трубы. Каркас с заполненными пустотами закрыт обшивкой из стеклоткани. В местах просадки обшивки нанесена шпаклевка. Контроль геометрии осуществлялся при помощи металлических шаблонов. На окончательном этапе выполнена покраска модели. В результате получена продувочная модель кольцевого обтекателя с внутренним диаметром 410 мм, что позволяет устанавливать воздушный винт со стандартным диаметром 406 мм.

Для применения в авиационных моделях и дистанционно управляемых летательных аппаратах часто используют покупные винты стандартного ряда. Данный подход является наиболее экономичным и наименее трудозатратным. Так, для рассматриваемого винтокольцевого движителя в качестве первого варианта предложено использовать воздушный винт APC 16×8, выполненный из пластика.

Воздушный винт устанавливается на вал трехфазного бесколлекторного мотора Dualsky 4130C v2 мощностью 1,9 кВт. Крепление воздушного винта на валу двигателя осуществлялось с помощью металлической втулки и винтового соединения. Двигатель установлен на спроектированной раме с тремя крепежными элементами для установки на аэродинамических весах в аэродинамической трубе.

В результате сборки описанных элементов получен базовый винтокольцевой движитель. Для оценки влияния кольцевого обтекателя на аэродинамические характеристики движителя проведены испытания базового винтокольцевого движителя, а также движителя без кольцевого обтекателя.

Эксперименты выполнены в аэродинамической трубе Т-1К малых скоростей, замкнутого типа, с открытой рабочей частью. Рабочая часть цилиндрическая (диаметр – 2,25 м, длина – 3 м). Скорость потока в аэродинамической трубе Т-1К до 50 м/с, степень начальной турбулентности потока – 0,5 %.

Для измерения интегральных характеристик модели использовались аэродинамические весы 6-КТ типа Прандтля с внешней системой разложения сил. Для измерения частоты вращения винта применена косвенная методика с использованием микрофона. В ближнем акустическом поле доминирующей частотой, на которой генерируется шум, является частота прохождения лопасти винта, которая равна частоте вращения,

умноженной на количество лопастей. Для измерений частоты вращения использовался микрофон 40PP фирмы GRAS (Дания) и аналого-цифровой преобразователь NI-PXI 4496 National Instruments (США).

Испытания проводились при различной частоте вращения вала двигателя для базового винтокольцевого движителя и движителя без обтекателя на режиме работы «на месте».

На рис. 3 представлены результаты измерения тяги T движителя в зависимости от конечного числа Маха.

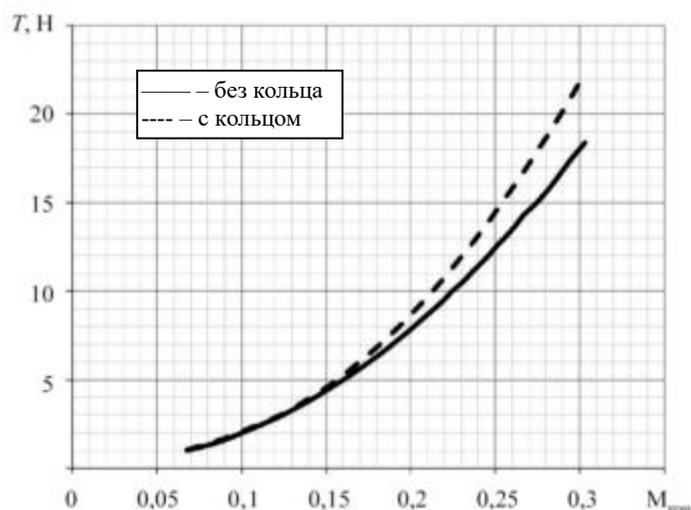


Рис. 3

Согласно полученным результатам использование кольцевого обтекателя на заданном режиме работы способствует увеличению тяги. При максимально исследованной скорости вращения винта (5000 об/мин) в случае установленного кольцевого обтекателя тяга движителя увеличивается на 21 % (с 18,38 до 22,3 Н).

Таким образом, по результатам эксперимента, построенная базовая модель кольцевого обтекателя позволяет увеличить тягу движителя при применении стандартного воздушного винта для авиамodelей самолета. Полученный эффект характерен только для режима работы без потока.

На рис. 4 показаны зависимости тяги от конечного числа Маха для базового винтокольцевого движителя и движителя без обтекателя, полученные при различных скоростях потока в аэродинамической трубе.

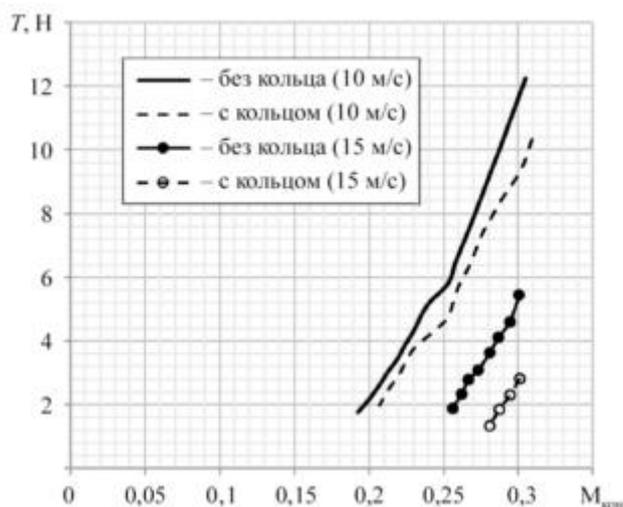


Рис. 4

На режимах работы с потоком кольцевой обтекатель отрицательно влияет на характеристики стандартного винта для авиамodelей самолета: тяга примененного винта существенно уменьшается при увеличении осевой скорости потока. Сопротивление кольцевого обтекателя увеличивается с ростом скорости.

сти набегающего потока. В результате (см. рис. 4) при скорости потока 10 м/с в случае использования кольцевого обтекателя тяга незначительно уменьшается, а при скорости 15 м/с существенно ухудшаются аэродинамические характеристики движителя.

Согласно результатам исследований применение стандартного воздушного винта не всегда удовлетворяет требованиям поставленной задачи. Альтернативным подходом является разработка модели воздушного винта.

Было принято решение изготовить новый винт для винтокольцевого движителя аддитивным методом (методом экструзивной 3D-печати из пластика). Печать выполнялась на принтере Zenit 3D (Россия) [13]. Управление принтером осуществлялось с помощью программного обеспечения Repetier-Host V2.3.2 (генератор G-кода).

Поскольку размеры области построения модели 3D-принтера существенно меньше требуемого диаметра воздушного винта, возникает задача проектирования сборного воздушного винта (рис. 5).

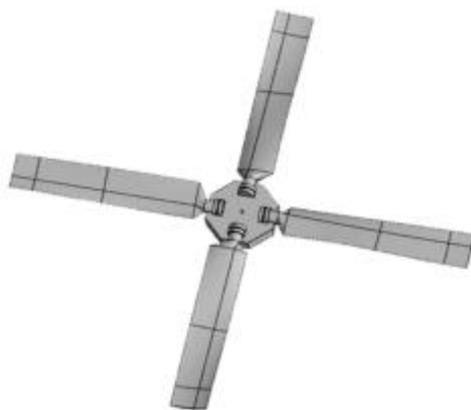


Рис. 5

Профильный набор лопастей соответствует профильному набору воздушного винта К184В [12]. В корневой части лопасти имеется цилиндрическое поперечное сечение, что обеспечивает возможность регулировки угла установки лопастей.

С помощью описанного подхода изготовлен воздушный винт для винтокольцевого движителя с использованием 3D-принтера с малыми размерами области печати.

Приведем послойную схему печати элементов модели воздушного винта – втулки (рис. 6, а) и лопасти (рис. 6, б).

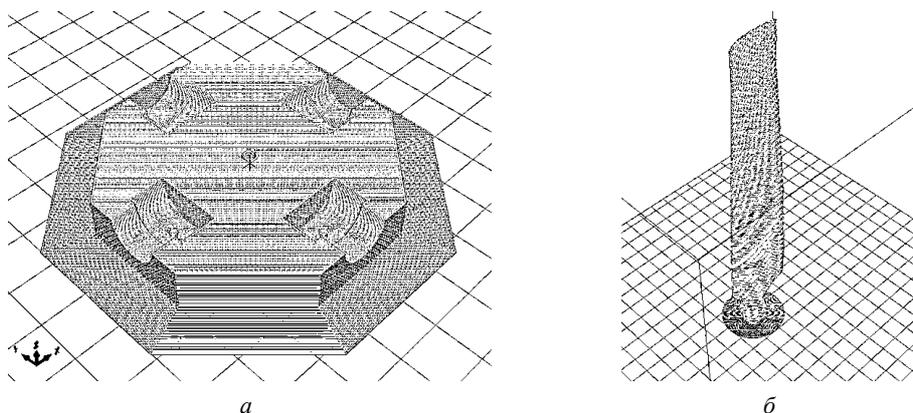


Рис. 6

В процессе изготовления рассмотрено несколько вариантов ориентации объектов печати. Окончательный выбор обосновывался наибольшей чистотой аэродинамических и посадочных поверхностей. Минимизация поддержек позволила сократить объем работ при сборке и доводке модели воздушного

винта. Для обеспечения максимальной прочности и жесткости конструкции [14] печать осуществлялась со 100 %-м заполнением объема геометрии.

Визуализация перемещений экструдера) для сечений лопасти представлена на рис. 7: $a - r = 0,3$; $b - r = 0,5$; $в - r = 0,7$.

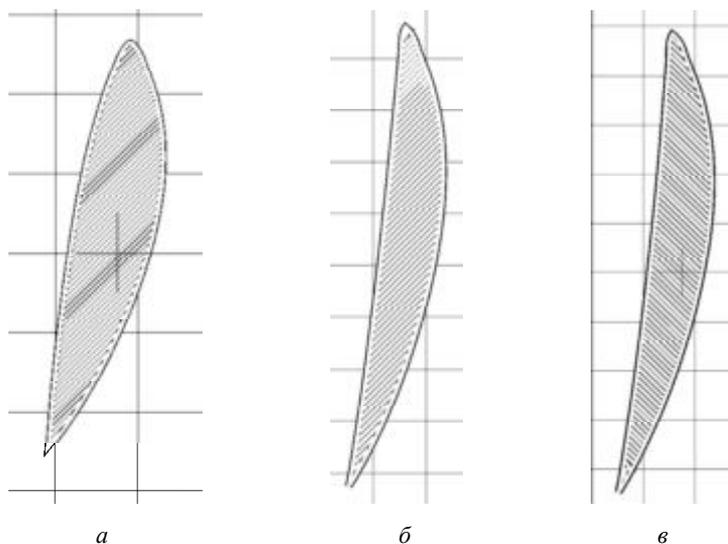


Рис. 7

Используется материал PET-G (полиэтилентерефталат-гликоль) – пластик фирмы Bestfilament (Россия). Печать выполнена при температуре экструдера 235 °С. Высота слоя печати – 0,15 мм. Для создания G-кода использовался слайсер Cura Engine/ Skeinforge (Нидерланды).

После завершения печати выполнена обработка и сборка винтокольцевого движителя. В центре винта установлена металлическая втулка, с помощью которой осуществляется крепление к валу двигателя. Угол установки лопастей винта в характерном сечении $\varphi_{0,7} = 15^\circ$. Были измерены характеристики (тяга T , крутящий момент m_k) базового винтокольцевого движителя и движителя без обтекателя с новым воздушным винтом. Измерения проводились для режима работы на месте и при скоростях потока в аэродинамической трубе 10 и 15 м/с.

Результаты эксперимента представлены на рис. 8.

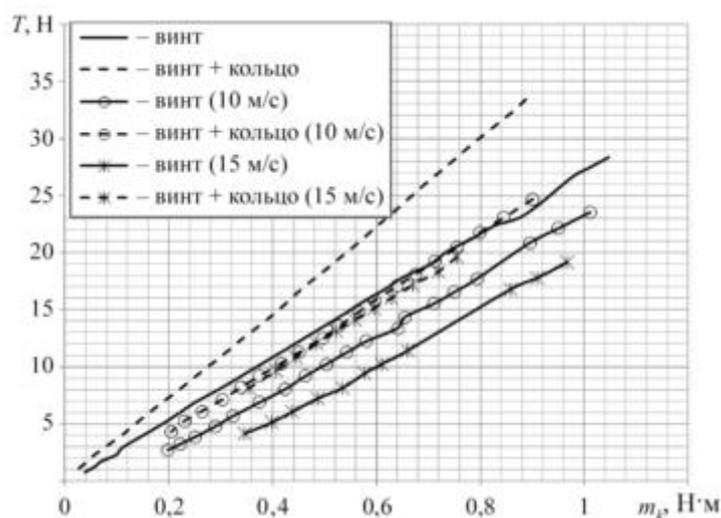


Рис. 8

Увеличение тяги изолированного винта на режиме работы «на месте» за счет кольцевого обтекателя достигает 43,5 % при одинаковом крутящем моменте (0,9 Н·м), что существенно больше

по сравнению с полученными данными для винта APC 16×8, причем с увеличением скорости потока сохраняется эффективность кольцевого обтекателя. В пересчете на безразмерные коэффициенты тяги α и крутящего момента β [12] для режима работы «на месте» получены следующие значения, приведенные в таблице.

Коэффициент	Винт		Винт + кольцо	
	Эксперимент	Данные [12]	Эксперимент	Данные [12]
α	0,2378	0,24	0,277	0,27
β	0,1342	0,132	0,116	0,115

Согласно полученным данным построенная экспериментальная модель, несмотря на малые габариты, аэродинамически подобна винтокольцевому движителю ВК1-К184В, описанному в работе [12].

Таким образом, представлены результаты экспериментального исследования обтекания изготовленной модели винтокольцевого движителя. Рассмотрено применение двух моделей (стандартный двухлопастной самолетный винт и четырехлопастной винт, изготовленный методом 3D-печати). Поскольку изготовленная модель винтокольцевого движителя с четырехлопастным воздушным винтом аэродинамически подобна движителю ВК1-К184В [12], примененные технологии производства можно использовать для изготовления модели воздушного винта. При сравнении двух типов воздушных винтов сделан вывод о том, что область рационального применения винтокольцевого обтекателя существенно зависит от характеристик применяемого воздушного винта

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-79-01110, <https://rscf.ru/project/23-79-01110/>.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Самохин В.Ф., Остроухов С.П., Мошков П.А. Экспериментальное исследование источников шумности беспилотного летательного аппарата с винто-кольцевым движителем в толкающей компоновке // Тр. МАИ [Электронный журнал]. 2013. № 70. URL: <https://mai.ru/upload/iblock/81d/81d77168791775d9fa57060f4d4612d5.pdf> (дата обращения: 27.10.2024).
2. Гришанов В.В., Малинин А.В., Тарасенко М.М. Исследование аэродинамических характеристик винтокольцевых (вентиляторных) БПЛА ВВП с использованием численного моделирования в программном комплексе FLOWVISION [Электронный ресурс]. URL: https://tesis.com.ru/infocenter/downloads/flowvision/fv_es15_3.pdf (дата обращения: 27.10.2024).
3. Амброжевич М.В. и др. Активная генерация подъемной силы в интегральной аэродинамической компоновке «крыло-эжектор» // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 51–56.
4. Zhang T., Barakos G.N. Review on Ducted Fans for Compound Rotorcraft // Aeronautical Journal. 2020. Vol. 124. Iss. 1277. P. 941–974.
5. Булат П.В. и др. Проектирование винто-кольцевого движителя беспилотного воздушного судна. Часть I. М.: Спутник+, 2022. 104 с.
6. Булат П.В., Кузнецов П.Н., Чернышов П.С. Влияние радиального зазора между кольцом и законцовками винта на характеристики винтокольцевого движителя // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 4. С. 73–79.
7. Караваева А.В. Винтокольцевой движитель с обтекателем изменяемой геометрии // 25-е Туполевские чтения (школа молодых ученых): Материалы междунар. молодеж. науч. конф., посвященной 60-летию со дня осуществления первого полета человека в космическое пространство и 90-летию Казанского национального исследовательского технического университета им. А.Н. Туполева-КАИ, г. Казань, 10–11 нояб. 2021. Казань: ИП Сагиева А.Р., 2021. С. 107–110.
8. Булат П.В., Продан Н.В., Вокин Л.О. Сравнение моделей турбулентности при расчете модельного винтокольцевого движителя // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 4. С. 74–80.
9. Yacoubi Moaad et al. Design and Optimization of a Ducted Fan VTOL MAV Controlled by Electric Ducted Fans [Electronical Resource]. URL: <https://www.eucass.eu/doi/EUCASS2019-0108.pdf> (дата обращения: 27.10.2024).
10. Jimenez B.G., Singh R. Effect of Duct-Rotor Aerodynamic Interactions on Blade Design for Hover and Axial Flight // Proc. of the 53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting, Jan. 5–9, 2015, Kissimmee, Florida. AIAA Paper № 2015-1030
11. Zhang T. et al. Parametric Study of Aerodynamic Performance of Equivalent Ducted/Un-Ducted Rotors // Aerospace Science and Technology. 2021. Vol. 117. Article № 106984.

12. *Остроухов С.П.* Аэродинамика воздушных винтов и винто-кольцевых движителей. М.: Физматлит, 2014. 328 с.
13. *Гарипова Л.И., Батраков А.С., Кальбах М.А.* Анализ прочностных характеристик изделий, полученных методом 3D-печати // Современное машиностроение: Наука и образование 2024: Материалы 13-й Междунар. науч. конф., г. Санкт-Петербург, 20 июня 2024. СПб.: Политех-Пресс, 2024. С. 233–244.
14. *Гарипова Л.И., Батраков А.С., Хабибуллин Ф.Ф.* Механические характеристики деталей, изготавливаемых методом FDM-печати // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 132–136.

Поступила в редакцию 27.11.24

После доработки 13.03.25

Принята к публикации 13.03.25

Development of a Model of a Ducted Rotor and Experimental Study of Its Aerodynamic Characteristics

A.S. BATRAKOV, L.I. GARIPOVA, AND V.V. PAKHOV

Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

A model of a ducted rotor is considered. Aerodynamic characteristics of the propulsor with different propellers at different flow speeds in a wind tunnel are obtained. The issue of manufacturing a four-bladed propeller using 3D printing is considered.

3D printing, additive technologies, wind tunnel, ducted rotor

Прогнозирование режимов вихреобразования за препятствием в канале при гармоническом изменении расхода газа

Изучено влияние наложенной нестационарности течения на характер формирования вихрей за обратным уступом и массивом выступов с использованием двумерных оптических измерений и спектральной кластеризации. Исследования выполнены в диапазоне чисел Струхала $0,016 \dots 0,617$ и диапазоне относительной амплитуды скорости $0,11 \dots 0,8$. Обосновано существование трех различных нестационарных режимов течения в ближнем следе за препятствием и получены характеризующие эти режимы критерии. Получена единая для обратного уступа и массива выступов карта режимов течения, учитывающая изменение варьируемых параметров. Показана возможность прогнозирования режимов течения только по числу Струхала. Проанализирована связь установленных границ режимов течения со спектром естественных частот и частотами flapping и shedding. Показано влияние амплитуды наложенных пульсаций скорости на формирование вихрей.

Н.С. ДУШИН,

канд. техн. наук,

Н.И. МИХЕЕВ,

д-р техн. наук,

О.А. ДУШИНА,

канд. техн. наук,

И.А. ДАВЛЕТШИН,

д-р техн. наук

(ФИЦ КазНЦ РАН, Казань)

ndushin@bk.ru

Классификация, отрывное течение, пульсирующее течение, обратный уступ, массив выступов, вихри

Нестационарные процессы являются неотъемлемой частью работы различных технических устройств при запуске и останове, на переходных режимах или при штатной работе систем. Источниками периодических пульсаций могут являться особенности проточного тракта, системы управления и регулирования. В ряде случаев нестационарные режимы течения создаются преднамеренно, например, с целью интенсификации теплоотдачи при охлаждении лопаток турбины двигателя [1] или снижения коэффициента сопротивления крыла. В других случаях возникает необходимость борьбы с пульсациями [2] для недопущения резонансных эффектов и подавления шума. Указанные положительные и отрицательные эффекты часто связаны с отрывом потока и особенностями формирования вихрей за обтекаемым препятствием. Классической моделью для исследования отрывных течений стало обтекание обратного уступа. Однако в ряде случаев, например, для дискретно-шероховатых каналов, важно учитывать периодичность элементов дискретной шероховатости. В связи с этим в работе рассматриваются оба типа препятствий.

Обобщение влияния наложенных пульсаций на структуру течения в ближнем следе за препятствием в основном выполнялось для круглого цилиндра [3–7]. Идентификация режимов течения с поиском границ между ними в случае нестационарного обтекания препятствия, расположенного на стенке, была выполнена в работе [8]. В статье [8] описаны особенности кинематической структуры течения за одиночным выступом для четырех групп режимов с наложенными пульсациями расхода, включая квазистационарный режим. Для этих групп была построена карта режимов течения, демонстрирующая зависимость границ между группами от безразмерной частоты и безразмерной амплитуды пульсаций скорости. Подходы к классификации режимов течения во всех этих работах основаны на визуальном анализе кинематической структуры течения. Однако переход от одного вида кинематической структуры течения к другому происходит постепенно, следовательно, имеющиеся данные о границах между режимами течения субъективны и не имеют четкой теоретической базы.

В настоящей работе поиск и обоснование критериев прогнозирования режимов течения выполнен с использованием спектральной кластеризации [9, 10] в комбинации с методом определения количества кластеров self-tuned k method [11]. Основной задачей кластерного анализа является деление множества объектов на группы (кластеры) таким образом, чтобы объекты, принадлежащие одной группе, были максимально похожи и при этом сильно отличались от объектов, находящихся в других группах. Выбор спектральной кластеризации в работе связан с особенностями топологии исходных данных.

Во многих работах по исследованию структуры отрывного течения в условиях наложенной нестационарности было показано, что в зависимости от частоты и амплитуды воздействия за препятствием формируются вихри разного размера, движущиеся по разным траекториям. Кроме того, в течение одного

периода колебаний вихрь может сформироваться и полностью разрушиться либо сохраниться еще на некоторое количество периодов, когда за препятствием, как правило, формируется дорожка мелких вихрей. В связи с этим в качестве исходных данных для построения матрицы взаимосвязи в данной работе использованы матрицы коэффициентов парной корреляции характеристик вихревых структур (диаметра и пространственного положения вихря относительно подветренной кромки препятствия и стенки канала). Коэффициенты парной корреляции рассчитаны с учетом изменения рассматриваемых характеристик по фазам нестационарного процесса. Собственные значения и собственные векторы рассчитаны по матрице, полученной из матрицы взаимосвязи ее преобразованием к нормализованному дискретному лапласиану [10]. Переход к лапласиану связан с тем, что при спектральной кластеризации, по сути, рассматривается задача комбинаторной оптимизации, решение которой основывается на свойствах ассоциированных графовых лапласианов.

Измерение указанных характеристик вихрей выполнялось двумерным оптическим методом Smoke Image Velocimetry в сочетании с алгоритмом идентификации контуров вихрей [12]. Для выделения ядер вихрей использовался Q -критерий. Схемы рабочих участков с указанием характерных размеров в миллиметрах показаны на рис. 1.

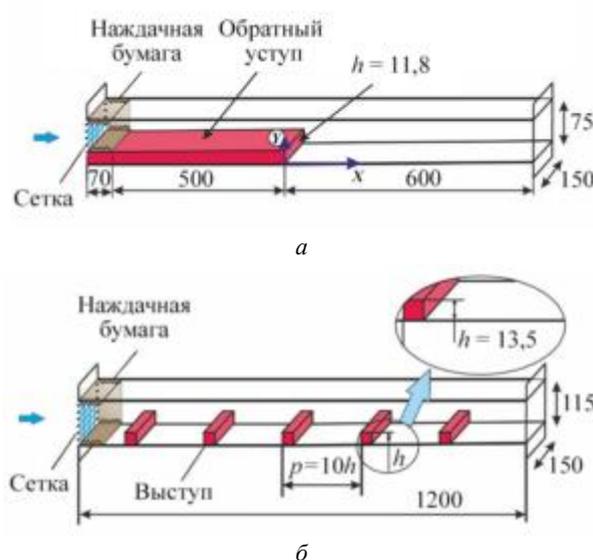


Рис. 1. Геометрия рабочего участка с обратным уступом (а) и массивом выступов (б)

Выходной фланец рабочих участков стыковался с пульсатором, имеющим функции регулирования частоты f и амплитуды пульсаций расхода (амплитуды скорости основного течения A_u) по гармоническому закону [13]. Длина рабочих участков не превышала $1/8$ от наименьшей длины волны. Это позволило исключить резонансные эффекты и искривление фронтов закона изменения скорости в фазах разгона и торможения, возникающее из-за инерционности столба газа в рабочем участке.

В работе исследовано двадцать два нестационарных режима течения в канале с массивом выступов и двадцать один нестационарный режим течения в канале с обратным уступом. Диапазоны варьирования числа Струхалия и относительной амплитуды пульсаций скорости: $St = fh/U_b = 0,016 \div 0,617$; $\beta = A_u/U_b = 0,11 \div 0,8$ (U_b – среднерасходная скорость потока). При определении площади поперечного сечения для оценки среднерасходной скорости принималась полная высота каналов без учета высоты выступов и обратного уступа. Значение U_b в канале с обратным уступом составляло 4,5 м/с, а в канале с массивом выступов – 2,1 м/с. Таким скоростям соответствуют числа Рейнольдса ($Re = U_b D_h / \nu$) 30000 и 18000 (D_h – гидравлический диаметр рабочего участка).

Осредненные по периодам пульсаций результаты измерения относительного диаметра D/h и относительных координат $(X/h, Y/h)$ по фазовому углу для исследованных случаев показаны на рис. 2, 3.

В случае некруглого поперечного сечения вихря его диаметр определялся по эквивалентной площади окружности. Начало отсчета фазового угла соответствовало точке, в которой скорость течения в ядре потока в фазе возрастания достигала значения, равного среднерасходной скорости.

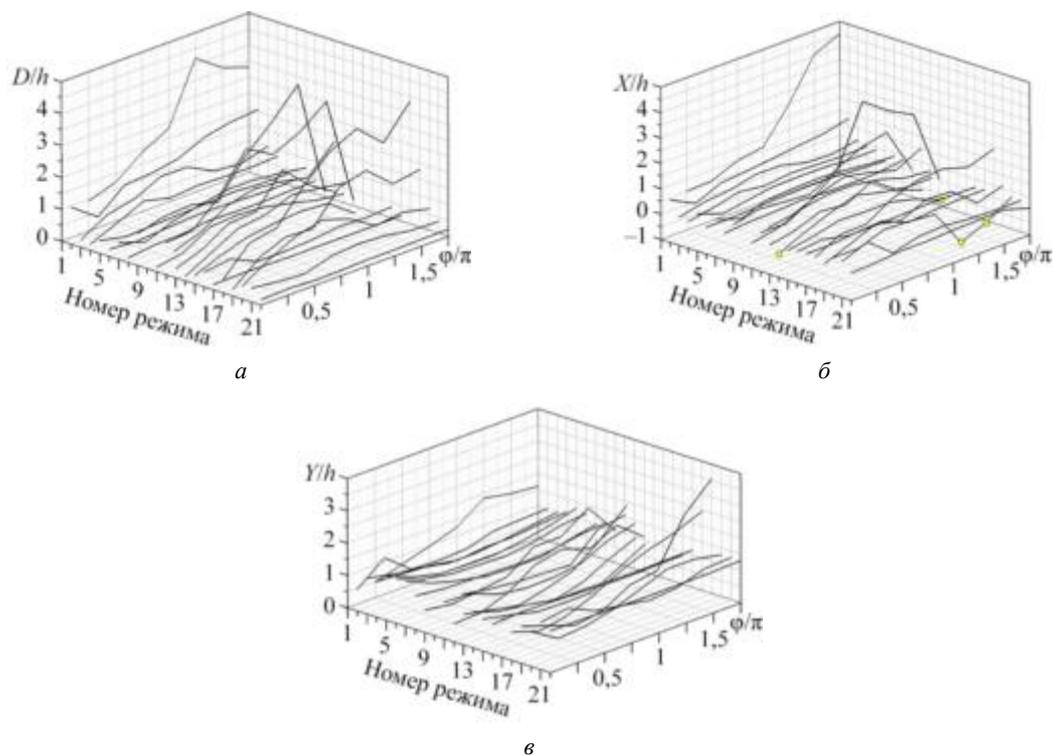


Рис. 2. Изменение характерных параметров вихря за выступом по фазовому углу (○ – значения $X/h < 0$):

a – относительный диаметр вихря; $б$ – относительная продольная координата X/h ; $в$ – относительная поперечная координата Y/h

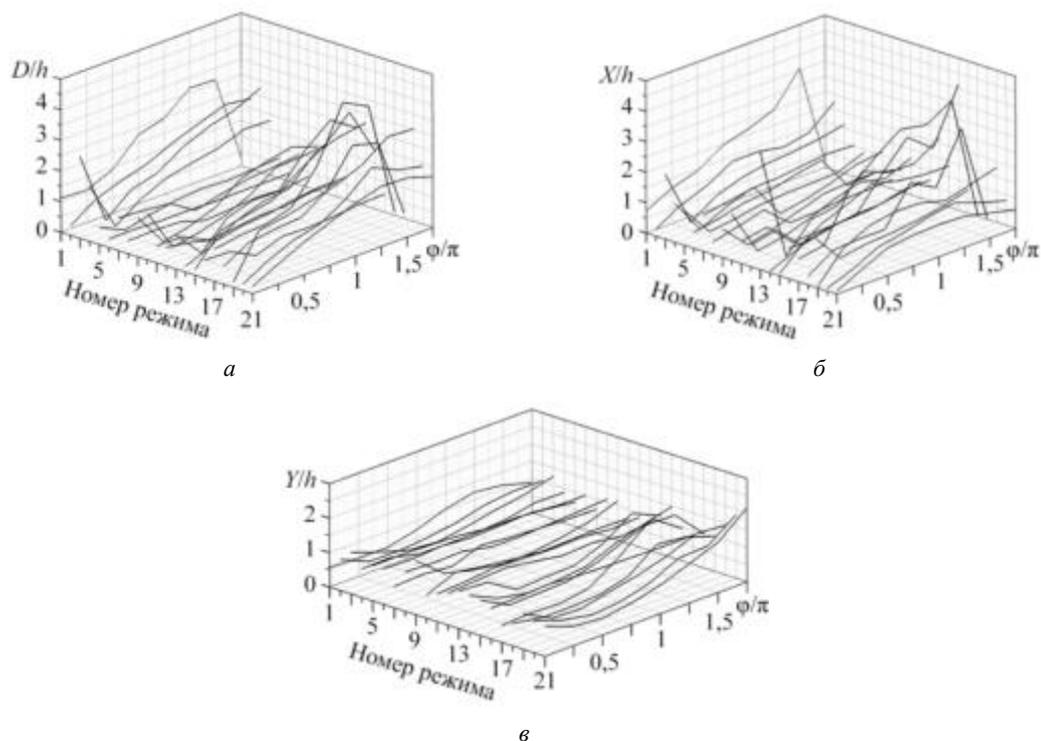


Рис. 3. Изменение характерных параметров вихря за обратным уступом по фазовому углу: a – относительный диаметр вихря; $б$ – относительная продольная координата X/h ; $в$ – относительная поперечная координата Y/h

Как видим (см. рис. 2, 3), существуют согласующиеся группы режимов течения и подтверждена принципиальная применимость предложенного способа описания режимов течения по геометрическим характеристикам вихрей. Однако на фоне выделяющихся режимов течения с формированием крупномасштабного вихря разделить другие режимы течения по графикам (см. рис. 2, 3) сложно, так как вихри имеют близкий масштаб и близкие диапазоны изменения координат оси вихря. При их разделении можно принять во внимание, что в случае формирования цепочки вихрей ближайший к препятствию вихрь не касается стенки канала. Гистограммы по признаку показаны на рис. 4. Значение признака: 1 – есть касание; 0 – нет касания.

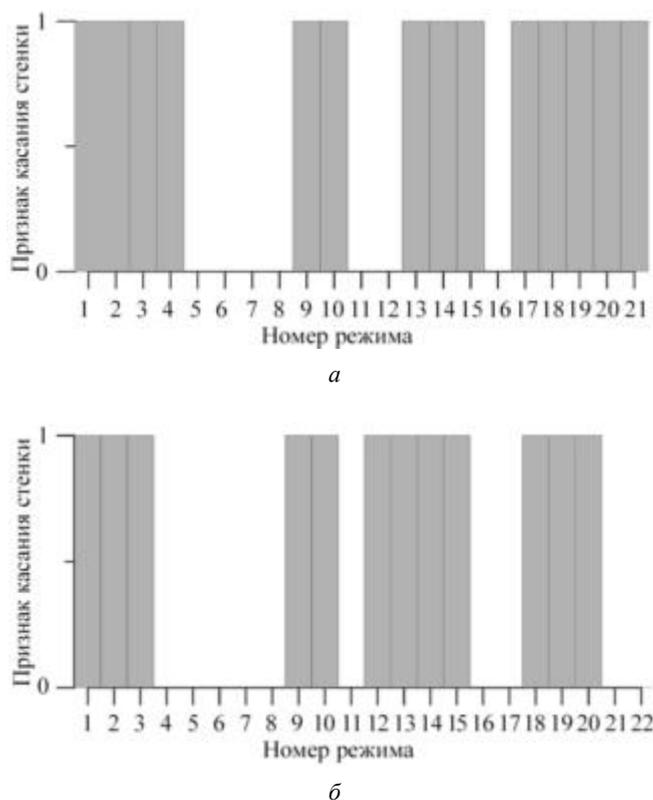


Рис. 4. Касание вихрем стенки канала: *a* – обратный уступ; *б* – массив выступов

Используя распределения значений D/h , X/h , Y/h по фазам, рассчитаем линейные коэффициенты корреляции $r_{D_{ij}}$, $r_{X_{ij}}$, $r_{Y_{ij}}$ для всех пар режимов течения i и j , на которых вихрь касается стенки канала. Далее, считая, что характер изменения параметров вихря зависит только от сочетания управляющих параметров и параметры вихря не зависят друг от друга, рассчитаем коэффициенты обобщенной матрицы взаимосвязи S :

$$S_{ij} = \sqrt{r_{D_{ij}}^2 + r_{X_{ij}}^2 + r_{Y_{ij}}^2}.$$

Так как значения коэффициента корреляции могут идентифицировать коррелированные и антикоррелированные процессы, а матрица взаимосвязи может отражать либо сходство, либо различие величин, то условимся, что матрица взаимосвязи, как и коэффициенты корреляции, будет выражать сходство параметров. Тогда отрицательные коэффициенты корреляции можно приравнять к нулю. Это позволяет нивелировать влияние отрицательных значений на результаты расчетов коэффициентов обобщенной матрицы взаимосвязи.

Преобразование матрицы взаимосвязи к нормализованному дискретному лапласиану выполним согласно работам [9, 10]. В соответствии с алгоритмом спектральной кластеризации далее необходимо задать количество кластеров. Проанализировав литературные данные, можно сделать вывод о том, что

наиболее вероятное количество кластеров для разнообразного распределения данных можно найти согласно работе [11]. При этом количество входных данных небольшое, и нет необходимости в использовании входящего в алгоритм [11] метода растущего нейронного газа. Полученные метрики $R_k(k)$ [11], характеризующие качество разделения узлов графа с учетом минимизации суммы собственных значений, для количества кластеров $k = 2 \div 10$ показаны на рис. 5. Светлыми значками обозначен обратный уступ, темными – массив выступов.

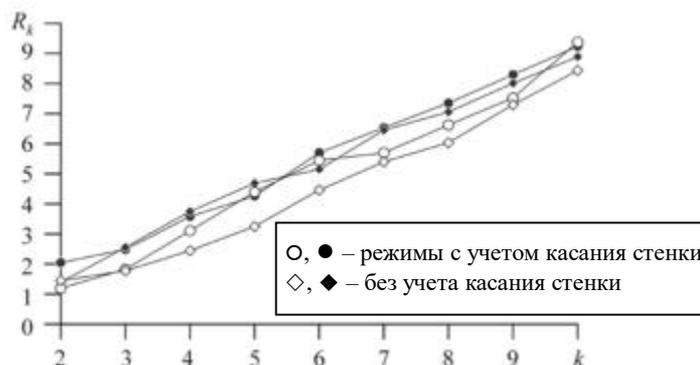


Рис. 5. Результаты оценки количества кластеров по критерию R_k

Количество кластеров $k = 1$ не рассматривается, так как в этом случае входящий в метрику $R_k(k)$ индекс Дэвиса – Болдина не имеет смысла. Для режимов течения с касанием стенки выделяется четкий минимум при $k = 2$. Если учитывать все исследованные режимы течения, то k также равно двум, но полученный минимум близок к значению при $k = 3$, т. е. режимы течения с цепочкой вихрей могут быть выделены в отдельный кластер, а оставшийся набор данных, состоящий из четырнадцати режимов течения, должен делиться на два кластера. Для деления этих данных используем метод k -средних [9].

По аналогии с работой [5] результаты кластеризации представлены на плоскости управляющих параметров $A_u fh/U_b^2$ и β (рис. 6).

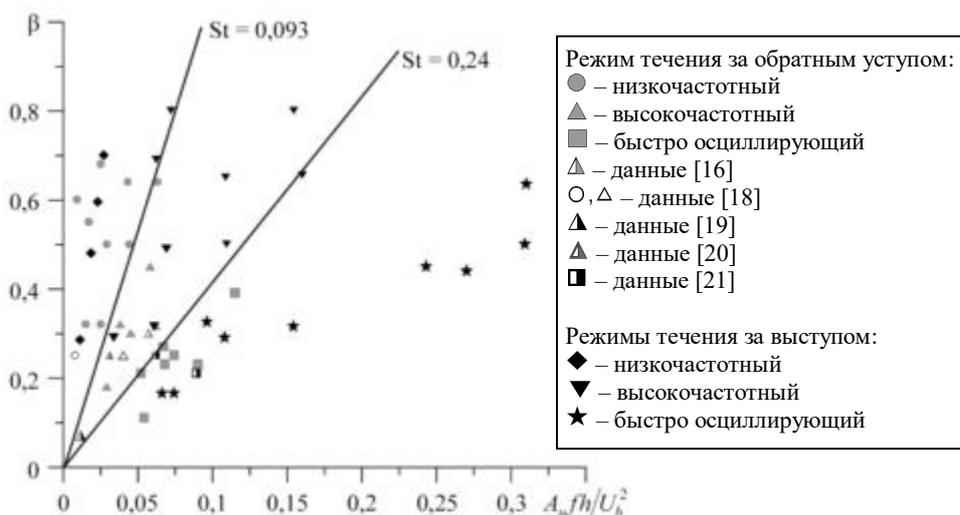


Рис. 6. Карта нестационарных режимов течения

Как видим (см. рис. 6), данные хорошо группируются на выбранной координатной плоскости. Границы между режимами течения линейные и сходятся в начале координат, что позволяет охарактеризовать их последовательными диапазонами чисел Струхала, так как ось абсцисс можно привести к виду βSt . Принципиальная разница между характеристикой режимов течения параметрами $A_u fh/U_b^2$ и числами Струхала заключается в том, что первый параметр является числом динамического подобия, учитываю-

щим силу инерции при ускорении и замедлении внешнего течения, а второй – числом кинематического подобия колебательного процесса.

Выделенные группы режимов течения можно сгруппировать согласно классификации [14], полученной для турбулентного пограничного слоя (низкочастотный, высокочастотный, быстро осциллирующий режимы). Справедливость использования подхода [14] обосновывается аналогиями, связывающими частоту процесса с собственными частотами течения и характерным расстоянием проявления эффекта в отрывном потоке и турбулентном пограничном слое. Так, предложенное и использованное в работе [14] турбулентное число Стокса характеризует расстояние от стенки, до которого проявления нестационарных эффектов фиксируются в глубине турбулентного пограничного слоя, и это расстояние зависит от отношения частоты воздействия к собственной частоте турбулентных всплесков. В отрывном течении в канале характерное расстояние связывается с длиной отрывной области. Согласно работе [15] длина отрывной области однозначно связана с числом Струхала, определяемым по частоте срыва вихрей.

Линейность границ между режимами течения кардинально отличает полученный результат от результатов работы [8], где границы режимов течения сильно искривлены и зависят от сочетания β и чисел Струхала. Значения полученных граничных чисел Струхала близки к данным работ [16, 17], однако граница между высокочастотным и быстро осциллирующим режимами в нашем случае проходит при большем значении числа Струхала, чем в случае выделенного эффективного значения числа Струхала для сокращения длины отрывной области. Это связано с тем, что при определении границы были учтены факторы влияния быстро осциллирующего режима и положение аналогичной границы для течения за массивом выступов. В большинстве известных работ быстро осциллирующий режим не рассматривался. Также согласно рис. 6 нужные режимы течения можно получить в широком диапазоне чисел Струхала.

Согласно результатам исследования структуры течения для каждой выделенной группы низкочастотный режим характеризуется формированием крупномасштабной вихревой структуры (с диаметром до $4,2h$) и реализуется на нестационарных режимах при числах Струхала до 0,093. На высокочастотном режиме вблизи препятствия образуется вихрь с высоким значением завихренности и масштабом порядка высоты препятствия. Высокочастотный режим наблюдается в диапазоне чисел Струхала 0,093...0,24. При числах Струхала более 0,24 реализуется быстро осциллирующий режим, который характеризуется формированием последовательности мелких вихрей, не контактирующих со стенкой канала в ближнем следе за препятствием. С учетом характерных особенностей формирования вихрей на рис. 6 дополнительно приведены результаты из работ [16, 18–21], в которых исследовалось управление течением за обратным уступом с использованием других методов. Как видно, данные хорошо согласуются с полученной картой режимов течения.

Полученные значения граничных чисел Струхала сопоставимы с известными данными о частотах flapping (частота колебаний сдвигового слоя) и shedding (частота срыва вихрей с препятствия). Эта связь обнаружена не впервые, но в дополнение к другим работам можно отметить, что низкочастотный режим течения (рис. 7, область частот I) полностью связан с частотами flapping. Высокочастотный режим (рис. 7, область частот II) в целом находится в диапазонах частот shedding. При нанесении установленных границ режимов течения на третьоктавные спектры естественных частот течения за препятствиями (рис. 7) видно, что быстро осциллирующий режим (область частот III) проявляется при частотах внешнего воздействия, превышающих частоты shedding и находящихся на участке амплитудно-частотной характеристики с большим наклоном.

Общим для высокочастотных режимов течения за обратным уступом и массивом выступов является начало диапазона характерных чисел Струхала от окрестности нижней границы частоты shedding. В то же время установленное наименьшее значение частоты shedding меньше, чем в других работах, и достаточно близко к верхней границе flapping, полученной в работах [22–24]. Пик амплитуды пульсаций скорости на границе частот shedding и flapping соответствует наиболее крупным и интенсивным вихрям.

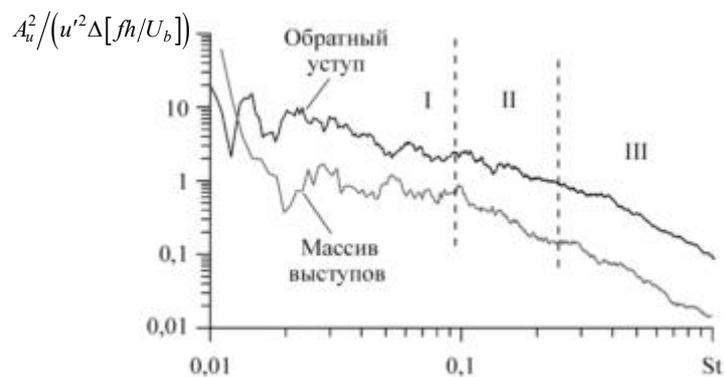


Рис. 7. Естественные частоты течения за препятствиями (стационарный режим)

Влияние амплитуды наложенных пульсаций скорости в основном заключается в изменении диапазона скорости ядра течения. Очевидно, что при увеличении амплитуды воздействия диапазон скорости также увеличивается, соответственно, образующиеся за препятствием вихри отличаются большей интенсивностью и в течение периода смещаются на большее расстояние. На низкочастотном режиме большая интенсивность вихря способствует увеличению его пространственного масштаба (диаметра). Так, при $\beta = 0,29$ диаметр вихря достигает $3h$, а при $\beta = 0,7$ диаметр вихря – $4h$. На высокочастотном режиме увеличение β способствует увеличению скорости обратного течения над препятствием. При приближении числа Струхала в канале с обратным уступом к 0,2 и к 0,25 в канале с массивом выступов увеличение β (выше 0,2) сопровождается поднятием оси вращения вихря над препятствием до $1,5h$. В некоторых случаях это может приводить к появлению фазы, в которой вихрь обтекает препятствие, за которым он сформировался (отрицательное значение X/h (см. рис. 2). При низких амплитудах внешнего воздействия ось вращения вихря поднимается только до высоты препятствия. Если значение $\beta > 0,45$, то эффект поднятия вихря над препятствием на высокочастотном режиме проявляется независимо от близости числа Струхала к обозначенным частотам.

Работа выполнена за счет гранта Академии наук Республики Татарстан, предоставленного молодым кандидатам наук (постдокторантам) с целью защиты докторской диссертации, выполнения научно-исследовательских работ, а также выполнения трудовых функций в научных и образовательных организациях Республики Татарстан в рамках Государственной программы Республики Татарстан «Научно-технологическое развитие Республики Татарстан» (соглашение № 62/2024-ПД).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильинков А.В. и др. Эффективность пленочного охлаждения выпуклой и плоской поверхностей при пульсирующем вдуве через веерные и цилиндрические отверстия // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 3. С. 127–134.
2. Лютов А.Г., Новоженин М.Б., Огородов В.А. Анализ условий возникновения колебательных процессов в системах топливоподачи авиационной техники // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 1. С. 4–10.
3. Detemple-Laaqe E., Eckelmann H. Phenomenology of Kármán Vortex Streets in Oscillatory Flow // Experiments in Fluids. 1989. Vol. 7. Iss. 4. P. 217–227.
4. Kikuchi Y. et al. Effect of Pulsating Strouhal Number on Heat Transfer around a Heated Cylinder in Pulsating Cross-Flow // JSME International Journal. Ser. B. Fluids and Thermal Engineering. 2000. Vol. 43. № 2. P. 250–257.
5. Mikheev N.I. et al. Hydrodynamics and Heat Transfer of Pulsating Flow around a Cylinder // International Journal of Heat and Mass Transfer. 2017. Vol. 109. P. 254–265.
6. Konstantinidis E., Bouris D. Vortex Synchronization in the Cylinder Wake due to Harmonic and Non-Harmonic Perturbations // Journal of Fluid Mechanics. 2016. Vol. 804. P. 248–277.
7. Williamson C.H.K., Roshko A. Vortex Formation in the Wake of an Oscillating Cylinder // Journal of Fluids and Structures. 1988. Vol. 2. Iss. 4. P. 355–381.
8. Давлетшин И.А., Мухеев Н.И. Flow Structure and Heat Transfer during the Separation of a Pulsating Flow // Теплофизика высоких температур. 2012. № 3. P. 442–449.
9. Wierchoń S., Kłopotek M. Modern Algorithms of Cluster Analysis. Springer, 2018. Vol. 34. 421 p.

10. Von Luxburg U. A Tutorial on Spectral Clustering // Statistics and Computing [Electronical Journal]. 2007. Vol. 17. № 4. URL: <https://arxiv.org/abs/0711.0189> (дата обращения: 4.03.2025).
11. Alshammari M., Takatsuka M. Approximate Spectral Clustering with Eigenvector Selection and Self-Tuned k // Pattern Recognition Letters. 2019. Vol. 122. P. 31–37.
12. Gao Q., Ortiz-Dueñas C., Longmire E.K. Analysis of Vortex Populations in Turbulent Wall-Bounded Flows // Journal of Fluid Mechanics. 2011. Vol. 678. P. 87–123.
13. Goltsman A. et al. Generation of Sinusoidal Pulsating Flows in the Channels of Experimental Setups // Flow Measurement and Instrumentation. 2019. Vol. 66. P. 60–66.
14. Ramaprian B.R., Tu S.W. Fully Developed Periodic Turbulent Pipe Flow. Part 2. The Detailed Structure of the Flow // Journal of Fluid Mechanics. 1983. Vol. 137. P. 59–81.
15. Levi E. An Oscillatory Approach to Turbulence // Unsteady Turbulent Shear Flows / Eds. R. Michel, J. Cousteix, R. Houdeville. Springer, 1981. P. 348–358.
16. Yoshioka S., Obi S., Masuda S. Organized Vortex Motion in Periodically Perturbed Turbulent Separated Flow over a Backward-Facing Step // International Journal of Heat and Fluid Flow. 2001. Vol. 22. № 3. P. 301–307.
17. Hu R., Wang L., Fu S. Investigation of the Coherent Structures in Flow Behind a Backward-Facing Step // International Journal of Numerical Methods for Heat & Fluid Flow. 2016. Vol. 26. № 3-4. P. 1050–1068.
18. Kapiris P.G., Mathioulakis D.S. Experimental Study of Vortical Structures in a Periodically Perturbed Flow over a Backward-Facing Step // International Journal of Heat and Fluid Flow. 2014. Vol. 47. P. 101–112.
19. Ma X., Geisler R., Schröder A. Experimental Investigation of Three-Dimensional Vortex Structures Downstream of Vortex Generators Over a Backward-Facing Step // Flow Turbulence and Combustion. 2017. Vol. 98. Iss. 2. P. 389–415.
20. Benard N. et al. Control of the Coherent Structure Dynamics Downstream of a Backward Facing Step by DBD Plasma Actuator // International Journal of Heat and Fluid Flow. 2016. Vol. 61. P. 158–173.
21. Duriez T. et al. Control of a Backward-Facing Step Flow through Vortex Pairing and Phase Locking [Electronical Resource]. URL: <https://arxiv.org/pdf/1405.4234> (дата обращения: 4.01.2025).
22. Eaton J.K., Johnston J.P. A Review of Research on Subsonic Turbulent Flow Reattachment // AIAA Journal. 1981. Vol. 19. № 9. P. 1093–1100.
23. Panigrahi P., Acharya S. Spectral Characteristics of Separated Flow behind a Surface Mounted Square Rib // Proc. of the Fluid Dynamics Conference, June 17–20, 1996, New Orleans, USA. AIAA Paper № 96-1931.
24. Gu H. et al. Numerical Simulation of Manipulated Flow and Heat Transfer over Surface-Mounted Rib // International Journal of Thermal Sciences. 2017. 2018. Vol. 129. P. 124–134.

Поступила в редакцию 4.02.25
После доработки 7.03.25
Принята к публикации 10.03.25

Predicting the Vortex Formation Regimes behind an Obstacle in a Channel in Conditions of Sinusoidal Flow Rate Variation

N.S. DUSHIN, N.I. MIKHEEV, O.A. DUSHINA, AND I.A. DAVLETSHIN

IME – Subdivision of FRC KazSC RAS, Kazan

Two-dimensional optical measurements and spectral clustering were employed to study the effect of forced unsteadiness on the pattern of vortex formation behind a backward-facing step and an array of ribs. The Strouhal number ranged between 0.016 and 0.617, while the relative amplitude of velocity varied from 0.11 to 0.8. Three different unsteady regimes were observed and described in the near wake behind the obstacle, and the criteria characterizing these regimes were estimated. A unified flow map comprising the flows behind backward-facing steps and rib arrays was plotted. The flow map takes into account the variation of parameters. According to the study, the flow regimes can be predicted using only the Strouhal number. Correlation of the estimated boundaries between the flow regimes, the spectrum of natural frequencies, and flapping and shedding frequencies was analyzed. The amplitude of forced velocity pulsation was shown to affect the vortex formation.

Classification, separated flow, pulsating flow, backward-facing step, rib array, vortices

Воздушно-космические парашютные системы для возвращения и утилизации космических блоков: баллистика

А.С. КРЕТОВ,
д-р техн. наук
(МАИ, Москва),

П.И. ИВАНОВ,
д-р техн. наук

(НИИ Аэроупругих систем,
Феодосия),

Ю.Г. МЕХОНОШИН
(ООО научно-внедренческий
центр
«Атмосфера», Долгопрудный)
kretov-ac@mail.ru

Рассматривается концепция применения воздушно-космических парашютных систем, обеспечивающих эффективное торможение при движении в атмосфере возвращающихся блоков ступеней ракет-носителей и космических аппаратов. Для отработки применения воздушно-космических парашютных систем анализируется баллистика на примере возвращения грузового отсека транспортного космического корабля «Прогресс-М1». Рассмотрен опыт использования парашютных систем на метеорокетах М-100.

Воздушно-космических парашютные системы, спасение блоков, ступени ракет-носителей, космические аппараты, численные исследования, «Прогресс-М1»

В связи с успешным возвращением первых ступеней ракетносителя Falcon 9 и трех блоков первой ступени Falcon-Heavy, осуществленным компанией SpaceX (США), пересмотрена концепция ракетно-космических транспортных систем. Только в 2024 г. SpaceX произвела 135 успешных запусков Falcon.

Для реализации ракетодинамического принципа спасения ракетносителей Falcon после сотен успешных возвращений их на морскую платформу или к месту старта используются три маршевых двигателя (тормозных и управляющих), аэродинамические решетчатые рули, выпускаемые посадочные опоры, а также специальные системы навигации и ориентации. Это обеспечивает точное приземление, однако за счет дополнительной массы такой системы, включая необходимый запас топлива, масса полезной нагрузки уменьшается от 20 до 40 % [1, 2].

Следующий этап инновационного подхода компании SpaceX в космонавтике – разработка уже полностью многоразовой системы Starship, состоящей из первой ступени Super Heavy и второй ступени Starship, являющейся одновременно и космическим кораблем. В настоящее время проводятся тестовые полеты этой ракетно-космической транспортной системы. По мнению И. Маска, Starship сможет полностью заменить все существующие ракетно-космические транспортные системы, хотя главная ее задача – обеспечение полетов человека на Луну и Марс.

В связи со сравнительно успешной практикой реализации ракетодинамического принципа при возвращении отработанных блоков и космических объектов стало менее актуально использование аэродинамического принципа торможения. В настоящее время аэродинамический принцип применяется в отношении многоразовых воздушно-космических самолетов – Space Shuttle, «Буран», X-37, Shenlong. В 2001 г. в качестве блока первой ступени ракетно-космической транспортной системы «Ангара» был представлен макет многоразового ускорителя «Байкал», на котором предусматривалось поворотное крыло, обеспечивающее возвращение «по-самолетному», причем с использованием воздушно-реактивного двигателя.

Другое, более простое и наименее затратное применение аэродинамического принципа – воздушно-космические парашютные системы. Такие системы должны включаться в работу на высотах 70–100 км, начиная от скоростей отделения первых ступеней, или с первой космической скоростью V_{1sp} для вторых ступеней и возвращаемых космических аппаратов.

Заключительный этап снижения воздушно-космических парашютных систем предусматривает два возможных варианта реализации: воздушный подхват вертолетом либо стандартное парашютное приземление. Первый вариант предполагает использование парашютной системы уменьшенной площади, исходя из условий подхвата спускаемого аппарата на высотах около 2 км. Экспериментальные исследования указанного способа спасения осуществлялись применительно к первой ступени ракетно-космической транспортной системы легкого класса Rocket Lab Electron.

Если рассматривается воздушно-космическая парашютная система с неуправляемой посадкой для одноразовых систем с целью сохранения целостности объекта, потребуется значительно меньшая площадь отчуждения в ожидаемой зоне возвращения, чем просто при свободно падающем объекте, при раз-

рушении которого могут образовываться многочисленные фрагменты. В случае варианта полноценного парашютного приземления потребуется бóльшая площадь воздушно-космической парашютной системы для снижения перегрузки в момент касания земной поверхности или использование дополнительных устройств в виде ракетных двигателей мягкой посадки или мягких надувных оболочек [3]. Для точного приземления парашютной системы не исключается возможность обеспечения управляемого движения и посадки [4–6]. На основе накопленного опыта применения обычных парашютных систем для объектов большой массы, а также в связи с созданием и применением новых термопрочных тканевых материалов, выдерживающих температуру 1300–1500 °С, возможно решить проблему создания таких воздушно-космических парашютных систем. Они могут использоваться для торможения возвращающихся спускаемых аппаратов (рис. 1), применяться в сочетании с системами торможения ракетно-динамического принципа, например, для спасения ступеней ракетно-космической транспортной системы (рис. 2). В работе [7] рассматривалась возможность применения воздушно-космической парашютной системы относительно возвращаемого многоразового воздушно-космического самолета Space Shuttle (рис. 3) с целью снижения массы теплозащиты. В работе [8] предлагалось использовать воздушно-космические парашютные системы даже для спасения метеоритов и астероидов, падающих на Землю, с целью сохранения ценных материалов, из которых они состоят. Однако более сложный вопрос установки на эти объекты воздушно-космических парашютных систем не рассматривался.

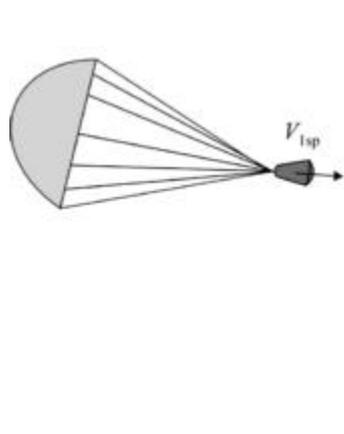


Рис. 1

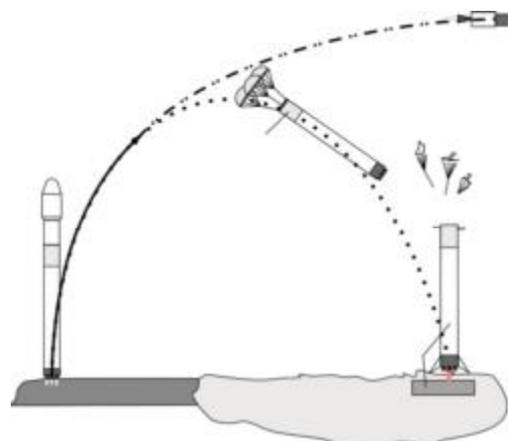


Рис. 2

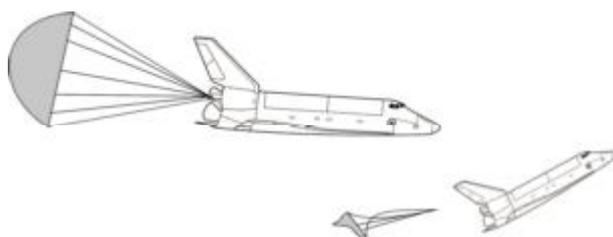


Рис. 3

Актуальной задачей, где могут быть реализованы уникальные возможности воздушно-космических парашютных систем, является утилизация крупных блоков Международной космической станции (МКС) (рис. 4), состоящей из шестнадцати герметичных модулей – шести российских модулей («Заря», «Звезда», «Поиск», «Рассвет», «Наука», «Причал»), восьми американских модулей (BEAM, Leonardo, Harmony, Quest, Tranquility, Unity, Cupola, Destiny), одного японского (Kibo) и одного европейского модуля (Columbus). Общая масса МКС составляет около 450 т, а ее элементы образуют конструкцию размерами 108×79×43 м с общим герметичным объемом около 1300 м³. Максимальная доступная мощность энергосистемы МКС – 108 кВт.

Для предстоящей утилизации МКС важно использовать накопленный опыт затопления станции «Мир». В 2001 г. рассматривались различные варианты по приземлению станции «Мир», в том числе в

районе Кавказа, но проект был отклонен из-за непредсказуемых возможных разрушений. В итоге был использован вариант ее затопления в Тихом океане в несудоходном районе.

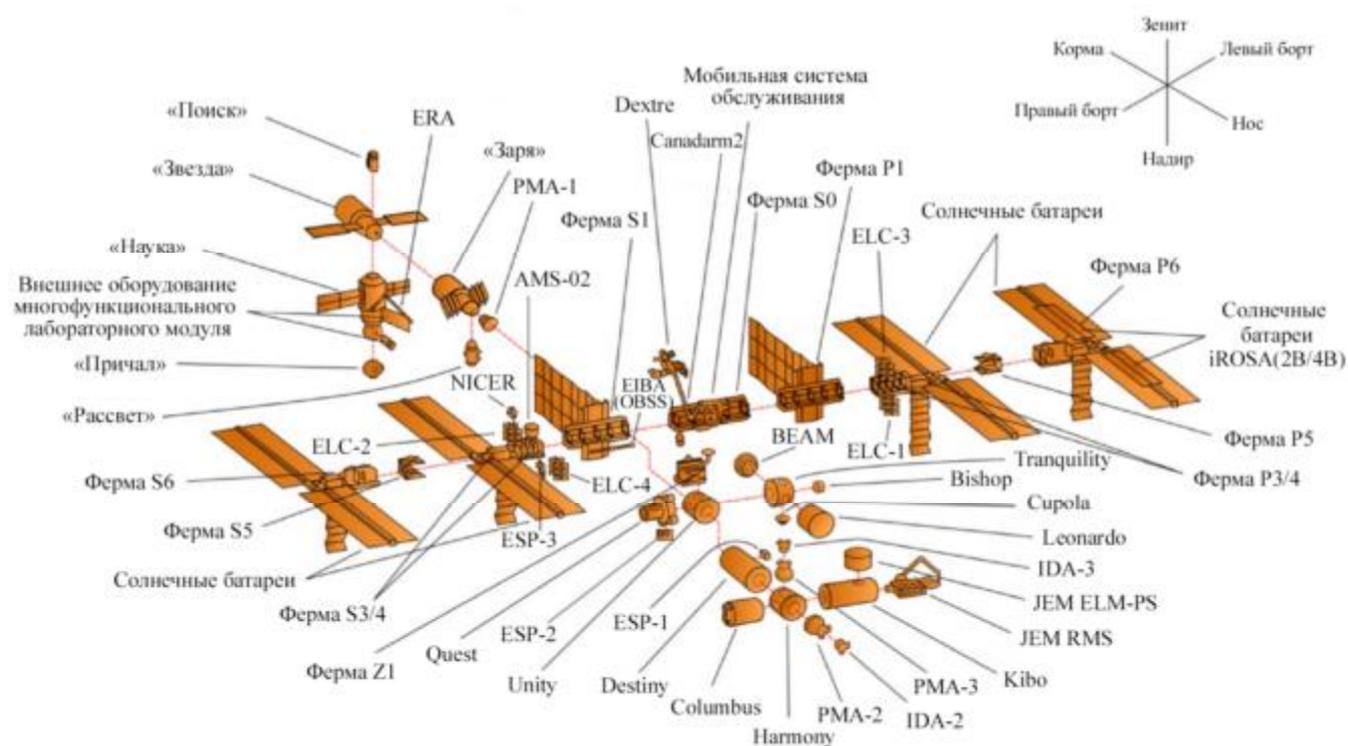


Рис. 4

Для сведения с орбиты станции «Мир» был выведен грузовой корабль «Прогресс М1-5» с увеличенным запасом топлива, поскольку обычного запаса топлива на борту для затормаживания космического объекта массой 140 т было недостаточно.

23 марта 2001 г., когда станция вышла на расчетную предпусковую орбиту высотой 350 км, «Прогресс М1-5» выполнил первый тормозной импульс за счет включения восьми малых периферийных двигателей. В результате станция снизилась до высоты 220 км, пройдя так называемую «точку невозврата». Через 1,5 ч был выполнен второй тормозной импульс, и станция снизилась примерно до высоты 165 км. Третий заключительный импульс «Прогресса М1-5» длился 22 мин.

На высоте около 100 км начался процесс разрушения станции. Первыми стали деформироваться панели солнечных батарей и выносные антенны. На высоте 80 км от станции оторвались солнечные батареи, а на высоте 60 км станция стала разделяться на отдельные крупные фрагменты. Отклонение от предполагаемой точки падения составило 1500 км, а обломки станции «Мир» были разбросаны в радиусе около 100 км. Из начальной массы 140 т на Землю возвратилась ее одна шестая часть (около 25 т).

В таблице приводятся данные относительно модулей российского сегмента МКС, которые могут быть оснащены воздушно-космическими парашютными системами, обеспечивающими их возвращение на Землю без необратимого повреждения конструкции.

Название модуля	Назначение	Дата выведения на орбиту	Масса, т	Герметичный/жилой объем, м ³
«Заря»	Функционально-грузовой блок	20.11.1998	20,26	71,5/57,8
«Звезда»	Модуль жизнеобеспечения	12.07.2000	20,3	75/46,7
«Поиск»	Малый исследовательский модуль	10.11.2009	3,67	12,5/9,5
«Рассвет»	Стыковочно-грузовой модуль	14.05.2010	8,0	17,4/5,8
«Наука»	Многоцелевой лабораторный модуль	21.07.2021	20,3	70/59,1
«Причал»	Узловой модуль	24.11.2021	3,89	19/14
Сегмент в целом	-	С 1998 г. по настоящее время	76,4	265,4/192,9

Для снижения степени риска и безопасного возвращения наиболее крупных модулей МКС предлагается следующая последовательная технология обработки и применения воздушно-космических парашютных систем.

1. Выполнение теоретической оценки параметров воздушно-космических парашютных систем на примере возвращения грузового отсека транспортного корабля «Прогресс-М1» (полная длина – 7,9 м, диаметр грузового отсека – 2,2 м, полная масса – 7150 кг, масса доставляемого груза – 2230 кг, из которых 1950 кг – масса топлива).

Схема транспортного корабля «Прогресс-М1» приведена на рис. 5. Здесь: 1 – грузовой отсек; 2 – отсек компонентов дозаправки; 3 – приборно-агрегатный отсек; 4 – базовый блок комбинированной двигательной установки; 5 – бортовая аппаратура; 6 – топливный модуль.

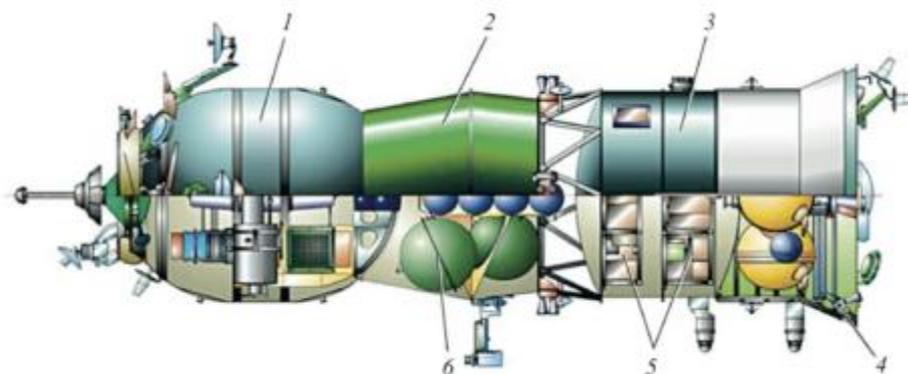


Рис. 5

2. Практическая отработка спасения грузового отсека с использованием воздушно-космических парашютных систем одного из транспортных кораблей «Прогресс», которые еще будут использоваться на период функционирования МКС.

3. Теоретическая оценка параметров воздушно-космических парашютных систем для возвращения наиболее крупных блоков МКС.

4. Разработка технологии оснащения основных блоков МКС парашютными системами.

5. Разработка методики торможения всей МКС или отдельных ее сегментов с последующим разделением блоков и выбором мест их приземления или приводнения.

В случае торможения спускаемого аппарата с помощью воздушно-космических парашютных систем назначается район посадки с учетом рассеивания в безопасной и малонаселенной местности для обеспечения или грубого, но неразрушающего приземления, или более мягкой посадки, с тем чтобы воспользоваться в дальнейшем элементами возвращенных объектов для различных целей.

Для построения траектории движения можно использовать принцип обратимости процесса по методу математического программирования, от выбранной точки приземления двигаясь вверх по траектории снижения системы спускаемый аппарат – воздушно-космические парашютные системы. При этом рассчитываются основные опорные точки – координаты точки включения и выключения тормозных двигателей (начало пассивного входа в атмосферу), угол входа, высота введения воздушно-космических парашютных систем в действие и др.

Ключевым вопросом является определение оптимальной высоты введения куполов воздушно-космической парашютной системы в действие на траектории снижения, с которой начинается их нормальное функционирование.

Согласно теории парашюта [9, 10] в тропосфере и стратосфере верхней границей скорости, при которой парашют уже наполняется, является критическая скорость наполнения парашюта V_{0cr} которая существенно зависит от воздухопроницаемости парашюта, причем чем больше воздухопроницаемость ткани купола (основы), тем меньше величина V_{0cr} . С этой точки зрения, для куполов воздушно-

космических парашютных систем должна быть выбрана ткань с практически нулевой воздухопроницаемостью. Однако при этом нужно иметь в виду, что разрушающие парашют аэродинамические нагрузки также сильно зависят от воздухопроницаемости ткани: чем она меньше, тем меньше и величина разрушающих парашют нагрузок. Очевидно, что при проектировании воздушно-космических парашютных систем необходимо соблюдать баланс между критериями наполняемости и прочности парашютов.

Для наиболее эффективного торможения спускаемого аппарата важно максимально использовать работу воздушно-космической парашютной системы, обеспечивая при этом минимальную перегрузку при раскрытии. Известно, что в обычных парашютах, работающих на больших скоростях, максимальная перегрузка будет в момент раскрытия. Она может составлять 10–15 ед., в связи с чем для таких систем сначала вводится более прочный тормозной парашют. Так, на ускорителях Space Shuttle при их возвращении на высоте 7,6 км открывается тормозной парашют, а уже на высоте 4,8 км – основной.

Процессе наполнения куполов больших площадей происходит в два этапа [10].

Подготовительный этап начинается с момента полного вытягивания купола и строп до максимальной длины и завершается формированием геометрической формы купола (полусфера – усеченный конус) в профильной проекции. В случае купола большой площади продолжительность данного этапа существенно зависит от плотности воздуха и площади купола. При увеличении площади купола и уменьшении плотности воздуха продолжительность подготовительного этапа наполнения купола возрастает. При попытке раскрытия выше определенной высоты подготовительный этап может не начаться, и тогда купол просто не наполнится. Таким образом, на больших высотах и при малых скоростных напорах куполу нужно обеспечить искусственное раскрытие и удержание его с полностью наполненной формой определенное время. Это можно сделать, например, с помощью газонаполняемой тороидальной оболочки, встроенной в кромку купола [11]. После такого разворачивания (раскрытия) купола воздушно-космической парашютной системы уже может начаться плавное торможение спускаемого аппарата даже при малых скоростных напорах на больших высотах.

Движение спускаемого аппарата при начальной проектной оценке обычно рассматривается как движение центра масс в вертикальной плоскости, которое в скоростной системе координат описывается системой четырех дифференциальных уравнений:

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{X_{\text{ЛА}} + X_{\text{П}}}{m} - g \sin \theta; \quad (1)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{Y_{\text{ЛА}} + Y_{\text{П}}}{mV} - \frac{g}{V} \cos \theta + \frac{V \cos \theta}{R_{\text{E}} + H}; \quad (2)$$

$$\frac{dH}{dt} = V \sin \theta; \quad (3)$$

$$\frac{dL}{dt} = \frac{R_{\text{E}}}{R_{\text{E}} + H} V \cos \theta. \quad (4)$$

Здесь: V – скорость; θ – угол наклона траектории к местному горизонту (при баллистическом спуске в атмосфере $\theta < 0$ обычно составляет $-1...-3^\circ$); H – высота; L – дальность, отсчитываемая по поверхности Земли; m – масса спускаемого аппарата вместе с воздушно-космической парашютной системой; $X_{\text{ЛА}}$, $X_{\text{П}}$, $Y_{\text{ЛА}}$, $Y_{\text{П}}$ – силы сопротивления и подъемные силы, создаваемые спускаемым аппаратом и воздушно-космической парашютной системой; $g = \mu / (R_{\text{E}} + H)^2$ – гравитационное ускорение; $\mu = 3986004 \text{ км}^3/\text{с}^2$ – гравитационный параметр Земли; $R_{\text{E}} = 6371 \text{ км}$ – радиус Земли.

Система нелинейных дифференциальных уравнений (1) – (4) в общем случае может быть решена только методом численного интегрирования.

Подъемные силы, создаваемые спускаемым аппаратом $Y_{\text{ЛА}}$ и воздушно-космической парашютной системой $Y_{\text{П}}$, при концептуальной оценке можно не принимать во внимание, а подсчет общей силы аэро-

динамического сопротивления воздушно-космической парашютной системой и спускаемого аппарата рассматривается в следующей форме:

$$X_a = X_{ап} + X_{аЛА} = (c_{хп} F_{п} + c_{хЛА} F_{ЛА}) \frac{\rho V^2}{2}, \quad (5)$$

где $c_{хп}$, $c_{хЛА}$, $F_{п}$, $F_{ЛА}$ – коэффициенты аэродинамического сопротивления и площадь воздушно-космической парашютной системы и спускаемого аппарата; ρ – плотность атмосферы, для которой изменение по высоте может задаваться таблично или экспоненциальным законом (6)

$$\rho(H) = \rho_E e^{-\lambda H}, \quad (6)$$

где ρ_E – плотность атмосферы на поверхности Земли; λ – логарифмический градиент плотности:

$$\lambda = -\frac{d \ln \rho}{dH}. \quad (7)$$

Продольная перегрузка n_x , которая действует на спускаемый аппарат против его скорости, определяется из условия уравнивания силы аэродинамического сопротивления

$$X_a = mgn_x. \quad (8)$$

В качестве примера анализируется возвращение грузового отсека транспортного космического корабля «Прогресс-М1» без использования и с использованием воздушно-космической парашютной системы. Начальная скорость спускаемого аппарата (масса – 2800 кг) – 7770 м/с, начиная с высоты 200 км. Если принять, что полноценная работа воздушно-космической парашютной системы начнется с перегрузкой $n_x = 1$, то из соотношений (5) – (6), (8), предварительно задавая площадь, можно определить высоту, на которой произойдет включение в работу воздушно-космической парашютной системы. Добавляя время для принудительного раскрытия, можно оценить высоту раскрытия куполов воздушно-космической парашютной системой. Так, при площади 532 м² эта высота составит порядка 120 км. Таким образом, при снижении с высоты 120 км можно рассматривать спускаемый аппарат уже с введенной в действие парашютной системой. Кроме того, для решения системы (1) – (4) в начальные условия введем угол входа в атмосферу $\theta_0 = -1^\circ$.

Приведем результаты баллистического расчета траектории снижения грузового корабля «Прогресс-1М» при его движении с высоты 200 км с начальной скоростью 7700 м/с и углом входа -1° (рис. 6, сплошные линии), а также с использованием воздушно-космической парашютной системы (площадь – 532 м²), приведенной в действие на высоте 120 км (рис. 6, пунктирные линии).

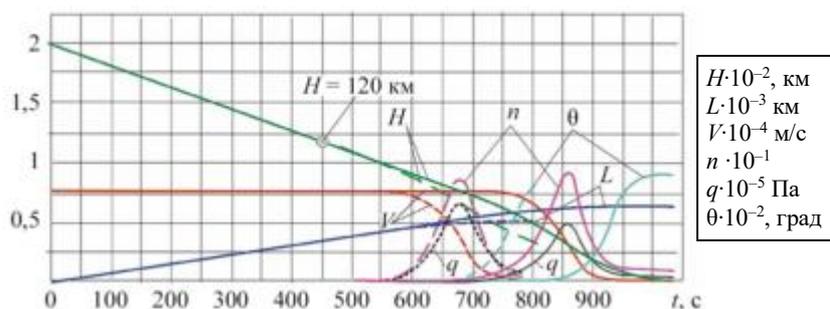


Рис. 6

Для получения приближенных оценок, что бывает удобно при начальном проектном анализе, можно упростить систему дифференциальных уравнений (1) – (4), чтобы обеспечить интегрирование в аналитическом виде при сохранении основного физического содержания задачи. Для этого воспользуемся подходом [12].

Перепишем уравнение системы (1) с учетом (8), а также примем, что $g = g_E = \text{const}$, тогда

$$X_a = -mg_E (n_x + \sin\theta). \quad (9)$$

На самой нагруженной части траектории, где максимальная перегрузка $\sin\theta \ll n_x$ (см. рис. 3), при проектной оценке уравнение (1) примет вид

$$\frac{dV}{dt} = -g_E n_x(t). \quad (10)$$

В результате интегрирования уравнения (10) от начального момента входа в атмосферу ($t = 0$) (в рассматриваемом примере это происходит на высоте $H_0 = 200$ км) до расчетного момента времени ($t = t_{\text{end}}$) получим

$$V(t=0) - V(t=t_{\text{end}}) = g_0 \int_0^{t_{\text{end}}} n_x(t) dt. \quad (11)$$

С учетом того что при малых изменениях угла входа левая часть выражения (11) мало меняется, перегрузка n_x будет существенно зависеть от времени t_{end} : при большем времени спуска меньше средняя величина перегрузки, и наоборот. В свою очередь, время спуска зависит главным образом от угла входа в атмосферу $|\theta_0|$: чем меньше величина угла входа, тем больше время спуска, и, следовательно, меньше перегрузка.

Поскольку перегрузка спускаемого аппарата в начале входа в атмосферу близка к нулю, а конечная перегрузка близка к единице (см. рис. 6), на траектории спуска должен существовать ярко выраженный максимум $n_{x\text{max}}$.

Рассмотрим широко используемый параметр – баллистический коэффициент $\sigma_x = c_{x\text{ЛА}} F_{\text{ЛА}} / m$, который важно учитывать при анализе движения спускаемого аппарата в атмосфере. В случае с воздушно-космической парашютной системой данный коэффициент будет иметь следующий вид:

$$\sigma_x = (c_{x\text{П}} F_{\text{П}} + c_{x\text{ЛА}} F_{\text{ЛА}}) / m. \quad (12)$$

Учитывая, что значение баллистического коэффициента σ_x в системе воздушно-космический парашют – спускаемый аппарат на порядок выше, чем в случае спускаемого аппарата (а в ряде случаев и еще больше), σ_x правильнее будет называть «парашютно-баллистический коэффициент».

С учетом принятых допущений перепишем уравнения (1), (3):

$$\frac{dV}{dt} = -\sigma_x \frac{\rho V^2}{2}; \quad \frac{dH}{dt} = V \sin\theta_0.$$

Отсюда следует

$$\frac{dV}{V} = -\sigma_x \frac{\rho_E e^{-\lambda H}}{2 \sin\theta_{\text{end}}} dH. \quad (13)$$

В результате интегрирования уравнения (13) от точки входа с параметрами (V_0, H_0) до текущей точки (V, H) получим соотношение

$$\ln \frac{V}{V_0} = \sigma_x \frac{\rho_E (e^{-\lambda H} - e^{-\lambda H_0})}{2\lambda \sin\theta_0} dH.$$

Из выражения (6) следует

$$V(\rho) = V_0 \exp \left[\frac{\sigma_x (\rho - \rho_0)}{2\lambda \sin\theta_0} \right]. \quad (14)$$

В соответствии с выражением (8) максимальная продольная перегрузка реализуется в точке траектории с максимальным скоростным напором q , тогда с учетом выражения (14)

$$q = \frac{\rho V^2}{2} = \frac{\rho V_0^2}{2} \exp \left[\frac{\sigma_x (\rho - \rho_0)}{2\lambda \sin \theta_0} \right]. \quad (15)$$

Из условия $\frac{dq}{d\rho} = 0$ можно определить плотность атмосферы ρ_n , при которой возникает максимальный скоростной напор ($q = q_{\max}$) и, соответственно, максимальная перегрузка ($n_x = n_{x\max}$):

$$\rho_n = \frac{\lambda \sin \theta_0}{\sigma_x}. \quad (16)$$

Полученная формула (16) наглядно показывает связь парашютно-баллистического коэффициента с плотностью атмосферы и, соответственно, с высотой. Воспользуемся выражением (6), обозначив высоту H_n , на которой достигается $n_x = n_{x\max}$:

$$\rho_n = \rho_E e^{-\lambda H_n}.$$

Тогда

$$H_n = \frac{1}{\lambda} \ln \left(-\frac{\rho_E \sigma_x}{\lambda \sin \theta_0} \right) = \frac{1}{\lambda} \ln \left(\frac{\rho_E \sigma_x}{\lambda \sin |\theta_0|} \right). \quad (17)$$

При использовании воздушно-космической парашютной системы на основании выражения (17) можно сделать следующие выводы: чем выше парашютно-баллистический коэффициент σ_x , тем более эффективно торможение спускаемого аппарата и тем больше высота H_n . С увеличением угла входа θ_0 , наоборот, снижается высота H_n . Характерно, что скорость входа спускаемого аппарата в атмосферу V_0 в рассматриваемой упрощенной постановке задачи не влияет на величину H_n .

Используя выражения (16), (14) можно определить скорость, при которой достигается максимальная перегрузка, и вычислить само значение перегрузки:

$$V_n = V_0 \exp \left(-\frac{1}{2} - \frac{\sigma_x \rho_0}{2\lambda \sin \theta_0} \right); \quad (18)$$

$$n_{x\max} = \frac{\lambda \sin |\theta_0|}{2g_E} V_0^2 \exp \left(-1 - \frac{\sigma_x \rho_0}{\lambda \sin \theta_0} \right). \quad (19)$$

Полученные выражения (14), (18), (19) еще более упростятся, если принять, что $\rho_0 \approx 0$:

$$V(\rho) = V_0 \exp \left(\frac{\sigma_x \rho}{2\lambda \sin \theta_0} \right); \quad (20)$$

$$V_n = V_0 / \sqrt{e} \approx 0,61 V_0; \quad (21)$$

$$n_{x\max} = \frac{\lambda \sin |\theta_0|}{2eg_E} V_0^2. \quad (22)$$

Из выражения (22) следует, что величина максимальной перегрузки при такой постановке не зависит от величины парашютно-баллистического коэффициента. Результаты, полученные по приближенным формулам (21) – (22), практически совпали с данными, приведенными на рис. 6 и полученными при решении системы уравнений (1) – (4).

Благодаря практическому применению парашютных систем площадью 20–100 м², выполненных из обычных капроновых материалов, для высотных атмосферных зондов массой 12–50 кг в виде отделяе-

мых головных частей исследовательских метеоракет с высотой ввода 60–100 км подтверждена высокая надежность наполнения в области сверхмалых величин скоростных напоров при вводе парашютной системы вблизи вершины траектории. За период 1950–1990 гг. были проведены сотни пусков таких метеоракет в разных климатических условиях старта. Парашютная система вытягивалась из камеры за счет механизмов пиротехнического разделения головной части и корпуса ракеты или ее второй ступени. В большинстве пусков применялась парашютная система с куполом в форме плоского круга в раскрое, и отмечалось периодическое замирание сигнала радиоответчика головной части, связанное с раскачиванием парашютной системы при снижении в стратосфере. При установке современной малогабаритной видеокамеры на головной части метеоракеты ММР-06 специалистами Центральной аэрологической обсерватории в 2014 г. получено видео, демонстрирующее работу парашютной системы на вершине траектории 62 км при скорости 50 м/с, и измерены параметры этого снижения по спиральной траектории. В связи с особенностью работы парашютной системы в форме плоского круга в раскрое на головных частях метеоракет в стратосфере возникает необходимость применения более устойчивой формы в виде конусно-сферического купола на воздушно-космических парашютных системах [9]. По исследованиям раскрытия (наполнения) купола парашюта для метеоракеты М-100 с доработанной парашютной системой, увеличенной до 100 м², в 27 пусках не было выявлено преимуществ от применения системы принудительного раскрытия в виде торового рукава по нижней кромке, так как все парашютные системы наполнялись одинаково успешно [10].

Согласно кинограммам процесса наполнения парашютной системы метеоракеты М-100, полученным специалистами Центральной аэрологической обсерватории в 1980–84 гг., уверенному наполнению купола на высоте 80–100 км в области сверхмалого скоростного напора способствовал остаточный воздух, находящийся в ткани купола, и режим практической невесомости вблизи вершины траектории. На нисходящей части траектории в крайне разреженном воздухе мезосферы и верхнем слое стратосферы (100...40 км) происходил разгон системы головная часть – парашютная система с наполненным куполом до сверхзвуковой скорости с последующим снижением ее и переходом на дозвуковую без каких-либо проблем.

При раскрытии воздушно-космической парашютной системы необходимо также учитывать устойчивость парашюта, в частности, маятниковую и пульсационную устойчивость, которые, вероятно, придется повышать конструктивно, а также принимать во внимание и разогретый след с частичками абразива от абляционного покрытия теплозащиты, и хвостовой скачок уплотнения, возникающий за спускаемым аппаратом. Учет этих факторов во многом определит длину соединительного звена – связи между спускаемым аппаратом и парашютом, – обеспечивающего безопасную работу всей системы.

После того как парашют будет введен в действие, необходимо по данным баллистического расчета постоянно контролировать скорости нарастания нагрузки и перегрузки (градиенты переднего фронта), суммарных тепловых потоков, притекающих к парашюту в ламинарном и турбулентном пограничных слоях, сравнивая их с предельно допустимыми, не допуская возможности преждевременных разрушений и оплавлений элементов конструкции. Если же это будет происходить довольно быстро, то, вероятно, необходимо вводить дополнительный тормозной блок значительно меньшей площади, чем площадь купола воздушно-космических парашютных систем, с мощным силовым каркасом.

При оценке области рассеивания точки посадки необходимо учитывать не только вероятностные разбросы параметров атмосферы в точке посадки, но и самый важный фактор – мощные струйные течения (и присутствующую в них болтанку), регулярно возникающие в нижней стратосфере и верхней тропосфере, достигающие скоростей 200 км/ч и более, зависящие от времени года и места (географической широты). Данные атмосферные явления способны вызвать значительное отклонение траектории системы спускаемый аппарат – воздушно-космическая парашютная система от предполагаемой точки посадки.

Многие актуальные вопросы применения воздушно-космических парашютных систем для спасения первых ступеней, в частности, были рассмотрены в работе [13].

При предварительной оценке влияния дополнительной массы на борту летательного аппарата на общую массу за счет элементов воздушно-космических парашютных систем можно воспользоваться методикой [14].

Важнейшим вопросом использования воздушно-космических парашютных систем является оценка теплового состояния спускаемого аппарата и элементов воздушно-космических парашютных систем, требующая отдельного исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов Ю.Л., Украинцев Д.С. Анализ влияния схемы полета ступени с ракетно-динамической системой спасения на энергетические характеристики двухступенчатой ракеты-носителя среднего класса // Вестник СГАУ. 2016. № 1. С. 73–80.
2. Кретов А.С. и др. К обоснованию выбора способа спасения блоков ракеты-носителя // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 1. С. 3–11.
3. Гимадиев Р.Ш. Торможение тела мягкой надувной оболочкой при ударе о поверхность // Изв. РАН. Механика твердого тела. 2017. № 5. С. 109–121.
4. Гимадиева Т.З. Моделирование управляемого движения и автоматического наведения планирующей парашютной системы // Изв. вузов. Авиационная техника. 2004. № 2. С. 26–29.
5. Гимадиева Т.З. Алгоритм управляемой посадки планирующей парашютной системы // Изв. вузов. Авиационная техника. 2005. № 2. С. 12–15.
6. Гимадиева Т.З. Моделирование наведения управляемой парашютной системы при наличии априорной информации о ветре // Изв. вузов. Авиационная техника. 2005. № 4. С. 14–16.
7. Bolonkin A.A. A New Method of Atmospheric Reentry for Space Ships // Proc. of the 11th AIAA/ISSMO Multidisciplinary Analysis and Optimization Conference, Sept. 6–8, 2006, Portsmouth, USA. AIAA Paper № 2006-6985.
8. Cathcart R.B. et al. Shaped Metal Earth-Delivery Systems // Asteroids. Prospective Energy and Material Resources / Ed. V. Badescu. Springer, 2013. P. 507–537.
9. Лобанов Н.А. Основы расчета и конструирования парашютов. М.: Машиностроение, 1965. 364 с.
10. Иванов П.И. Исследования парашютных систем и парапланерных летательных аппаратов. Феодосия: ООО «УК «Ясон», 2022. 737 с.
11. Журинов С.В., Леонов С.В., Мехоношин Ю.Г. Обработка и анализ данных натурального эксперимента по определению характеристик движения круглого парашюта по траектории в виде спирали на больших высотах // Научный вестник МГТУ ГА. 2015. № 211. С. 71–78.
12. Сихарулидзе Ю.Г. Баллистика и наведение летательных аппаратов. М.: БИНОМ, 2015. 410 с.
13. Чижухин В., Мехоношин Ю. Спасение от «Атмосферы» // Новости космонавтики. 2017. № 10. С. 61–63.
14. Кретов А.С. Оценка многоступенчатых ракетно-космических систем с использованием анализа чувствительности стартовой массы к проектным изменениям // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 2. С. 111–121.

Поступила в редакцию 15.01.25

После доработки 10.02.25

Принята к публикации 10.02.25

Aerospace Parachute Systems for the Return and Disposal of Space Blocks: Ballistics

A.S. KRETOV¹, P.I. IVANOV², AND YU.G. MEKHONOSHIN³

¹ Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow

² Research Institute of Aeroelastic Systems, Feodosia

³ ООО Scientific and Innovation Center "Atmosfera", Dolgoprudny

The paper considers the concept of using aerospace parachute systems that provide effective braking when moving in the atmosphere of returning blocks of launch vehicles and spacecraft stages. To test the use of aerospace parachute systems, ballistics is analyzed using the example of return of the Progress-M1 transport spacecraft cargo compartment. The experience of using parachute systems on the M-100 meteo rockets is considered.

Aerospace parachute systems, rescue of blocks, launch vehicle stages, spacecraft, numerical research, Progress-M1

Влияние модели турбулентности и учета внутренних полостей на результаты сквозного газодинамического расчета малоразмерного газотурбинного двигателя

В.В. ВЯТКОВ,
канд. техн. наук,
А.А. ДАВЫДОВ,
студент,
Н.Н. КОВАЛЕВА,
канд. техн. наук
(РГАТУ им. П.А. Соловьева,
Рыбинск)
vsvad76@mail.ru

Анализируются результаты сквозного газодинамического расчета малоразмерного турбореактивного двигателя с точки зрения использования различных моделей турбулентности и учета внутренних полостей. Выявлена удовлетворительная сходимость при сопоставлении данных расчета с результатами испытания двигателя. Показано, что для определения параметров двигателя и характеристик узлов достаточно моделирования без учета внутренних полостей, что сокращает объем расчетной задачи, однако учет внутренних полостей на этапе численного моделирования позволяет решить дополнительные задачи проектирования – определение утечек из проточной части и осевой силы ротора.

Турбореактивный двигатель, численное моделирование, расчетные модели

При проектировании газотурбинных двигателей возникают многочисленные задачи, для решения которых можно использовать численное моделирование. Развитие численного моделирования связано с усложнением математических моделей, используемых при определении характеристик отдельных узлов. При этом задачи проектирования (расчет пневматической схемы двигателя, параметров потоков во внутренних полостях, общие задачи термодинамического расчета) решаются на основе одномерных методик, применение которых требует обязательного уточнения по результатам испытаний. В связи с этим увеличиваются сроки проектирования, что неприемлемо для современной экономики. Полностью исключить использование одномерных расчетных моделей различного уровня при проектировании газотурбинных двигателей в настоящее время невозможно, но для малоразмерных двигателей различного назначения возможна реализация сквозного математического моделирования рабочего процесса двигателя. Этому способствуют следующие факторы:

- 1) отсутствие системы охлаждения турбины (размерность сеточной модели малоразмерного двигателя сопоставима с расчетной моделью сопряженной задачи расчета лопатки соплового аппарата турбины с современной системой охлаждения);
- 2) малые размеры проточной части и простота реализации интерфейсов (имеется только два вращающихся домена – рабочее колесо центробежного компрессора и рабочее колесо турбины);
- 3) малые объемы внутренних полостей (практически отсутствуют междисковые полости, незначительное количество лабиринтных уплотнений).

Указанные особенности малоразмерных двигателей позволяют применять сквозное моделирование рабочего процесса без значительных вычислительных ресурсов в приемлемые сроки. При этом необходимо выбрать уровень реализации сквозной модели и модель турбулентности.

В данной статье рассматривается реализация сквозного моделирования рабочего процесса для малоразмерного турбореактивного двигателя с одноступенчатым центробежным компрессором, проточной кольцевой камерой сгорания, одноступенчатой неохлаждаемой турбиной и сужающимся соплом. Аналогичный турбореактивный двигатель рассматривается в работах [1–3]. Для моделирования использовался стационарный RANS-подход [4] с применением программного комплекса вычислительной газовой динамики ANSYS CFX-20 R2.

С точки зрения объема сквозной расчетной модели при проектировании возможны два случая ее исполнения:

- 1) без учета внутренних полостей (преимущество подхода – малый объем расчетной задачи, недостатки – сокращенный объем решаемых задач);

2) с учетом внутренних полостей (преимущество – большой спектр задач, решаемый в одном расчете, недостатки – увеличенный объем расчетной модели).

Реализацию расчетной области на примере рассматриваемого отвального турбореактивного двигателя иллюстрирует рис. 1.

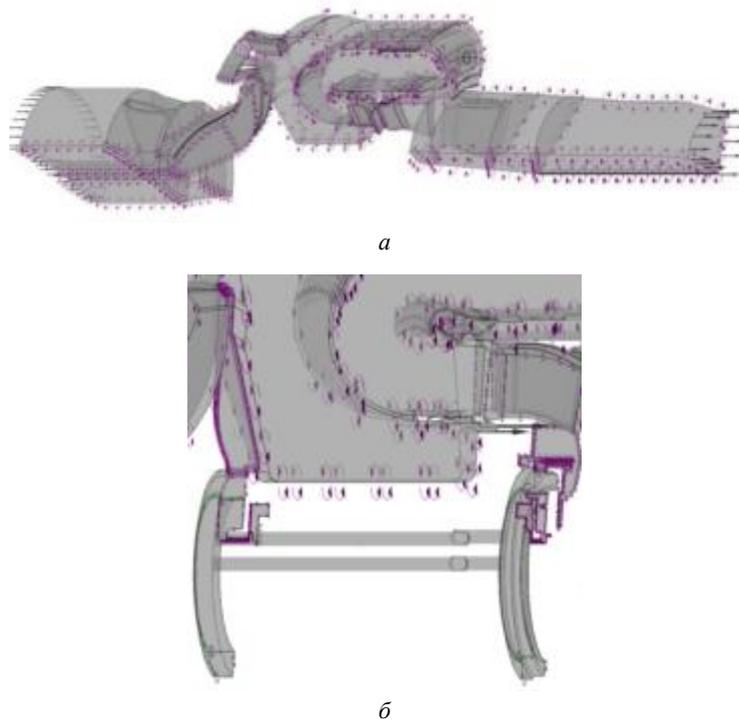


Рис. 1. Схемы расчетных моделей турбореактивного двигателя:
а – без учета внутренних полостей; б – увеличение расчетной модели при учете внутренних полостей

Данный двигатель имеет достаточно простую систему внутренних потоков, которая включает два лабиринтных уплотнения маслокамер и одно лабиринтное уплотнение перед рабочим колесом турбины. Благодаря системе внутренних полостей возможно учитывать изменение расхода рабочего тела в проточной части по сечениям в термодинамической модели двигателя, получать дополнительную информацию для анализа теплонапряженного состояния деталей.

При реализации сквозного численного моделирования [3] сформированы требования к параметрам расчетной сетки. Сеточная модель камеры сгорания и междисковых полостей выполнялась в модуле Meshing программного комплекса ANSYS Workbench. Для камеры сгорания использовалась неструктурированная тетрагональная сетка с пятью призматическими слоями в пристеночной области и дополнительными сгущениями в области форсунки и стенок жаровой трубы. Сеточная модель междисковых полостей представляла собой неструктурированную тетрагональную сетку с восемью призматическими подслоями. Соединение междисковых полостей с основной проточной частью осуществлялось посредством интерфейса типа GGI.

Для проточной части компрессора, турбины и сопла в качестве сеткопостроителя использовался автоматический блочно-структурированный сеточный генератор для турбомашин NUMECA Autogrid5. Величина параметра y^+ составила для всех сеточных моделей порядка единицы. Также при проведении численного анализа было выполнено исследование сеточной сходимости для всех узлов двигателя. Объем расчетной сетки, при увеличении которого не меняются результаты для задачи моделирования без учета внутренних полостей, составляет 12 млн узлов, с учетом внутренних полостей – 19 млн узлов.

При описании процессов в камере сгорания не моделировалась форсунка. Граничными условиями для моделирования процесса горения являлись значения расхода и температуры топлива – диаметр ка-

пель $d = 30; 70; 100$ мкм, что соответствует характеристикам топливной форсунки. Угол распыла форсунки определялся на основании данных экспериментальных проливок. Для описания горения жидкого топлива (топливо – керосин Jet A, окислитель – атмосферный воздух) использовалась модель горения PDF Flamelet. В рассматриваемой задаче излучение не моделировалось.

Для обеих постановок задачи сквозного моделирования было проведено сравнение использования двух моделей турбулентности: SST-модель, которая применяется в моделировании камер сгорания и турбин [5], и k - ϵ -модель, которая в основном рекомендуется при моделировании компрессоров [6].

При реализации данного подхода к сквозному моделированию двигателя требуется минимальный набор исходных данных – параметры атмосферы, расход топлива и частота вращения ротора.

Для повышения устойчивости расчета использовался метод интерполяции [3]. Результаты изолированных расчетов компрессора, камеры сгорания и турбины интерполировались на конечно-элементную модель сквозного расчета. Интерполяция результатов расчета отдельно модулей компрессора, турбины и камеры сгорания на конечно-элементную модель сквозного расчета необходима для получения в первую очередь начального распределения параметров, что способствует более быстрой сходимости сквозного расчета, а также его устойчивости, в отличие от варианта, когда сквозной расчет запускается «с нуля». Такой вариант также возможен, но занимает больше времени. Отметим, что результаты сквозного моделирования с интерполяцией и без нее не отличаются.

Одна из основных задач, которые можно решить при помощи данного подхода к моделированию, – определение параметров потока в сечениях проточной части и распределение параметров по сечениям. Характеристики узлов определяются при помощи стандартных подходов. Реализация обработки результатов расчета отработана для подобных задач [3]. Данную задачу можно решить с использованием обеих постановок.

Сопоставим результаты моделирования с различными настройками с результатами испытаний двигателя в стендовых условиях (рис. 2).

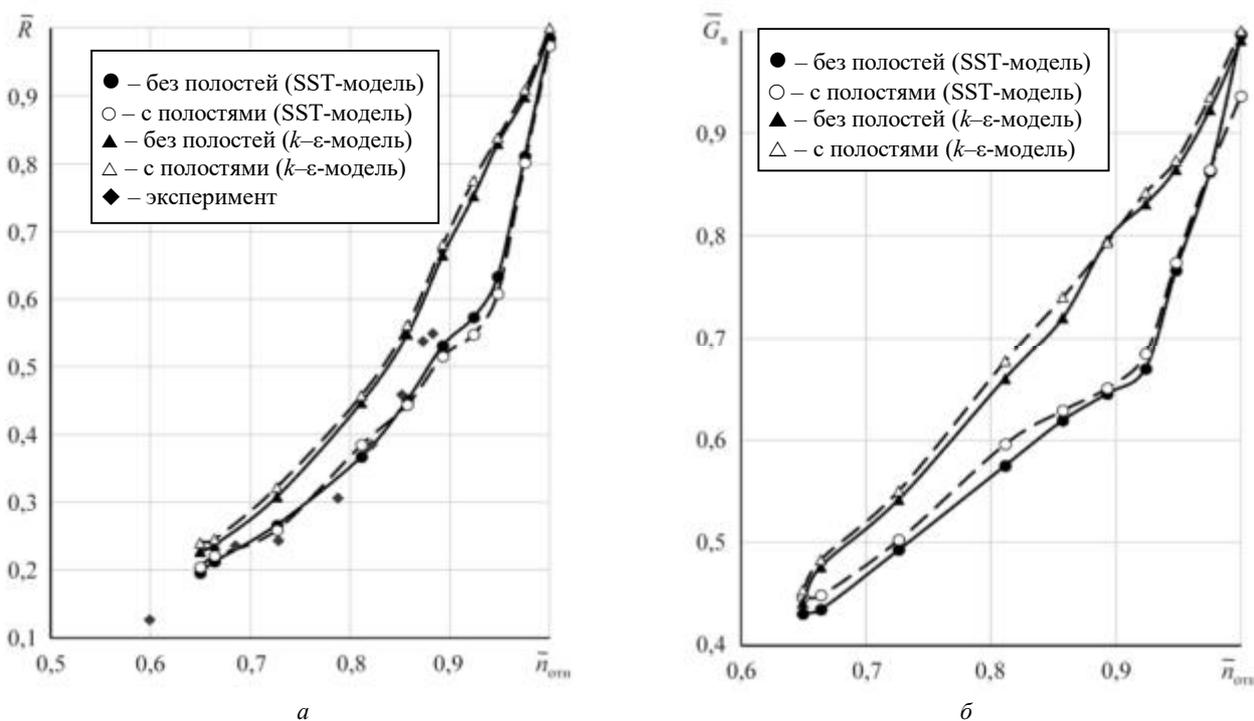


Рис. 2. Параметры турбореактивного двигателя по результатам сквозного моделирования и в условиях работы на стенде:
 a – тяга двигателя; b – расход воздуха через двигатель; v – степень повышения давления в компрессоре;
 z – степень понижения давления в турбине; d – скорость истечения из сопла; e – полная температура за турбиной (Начало)

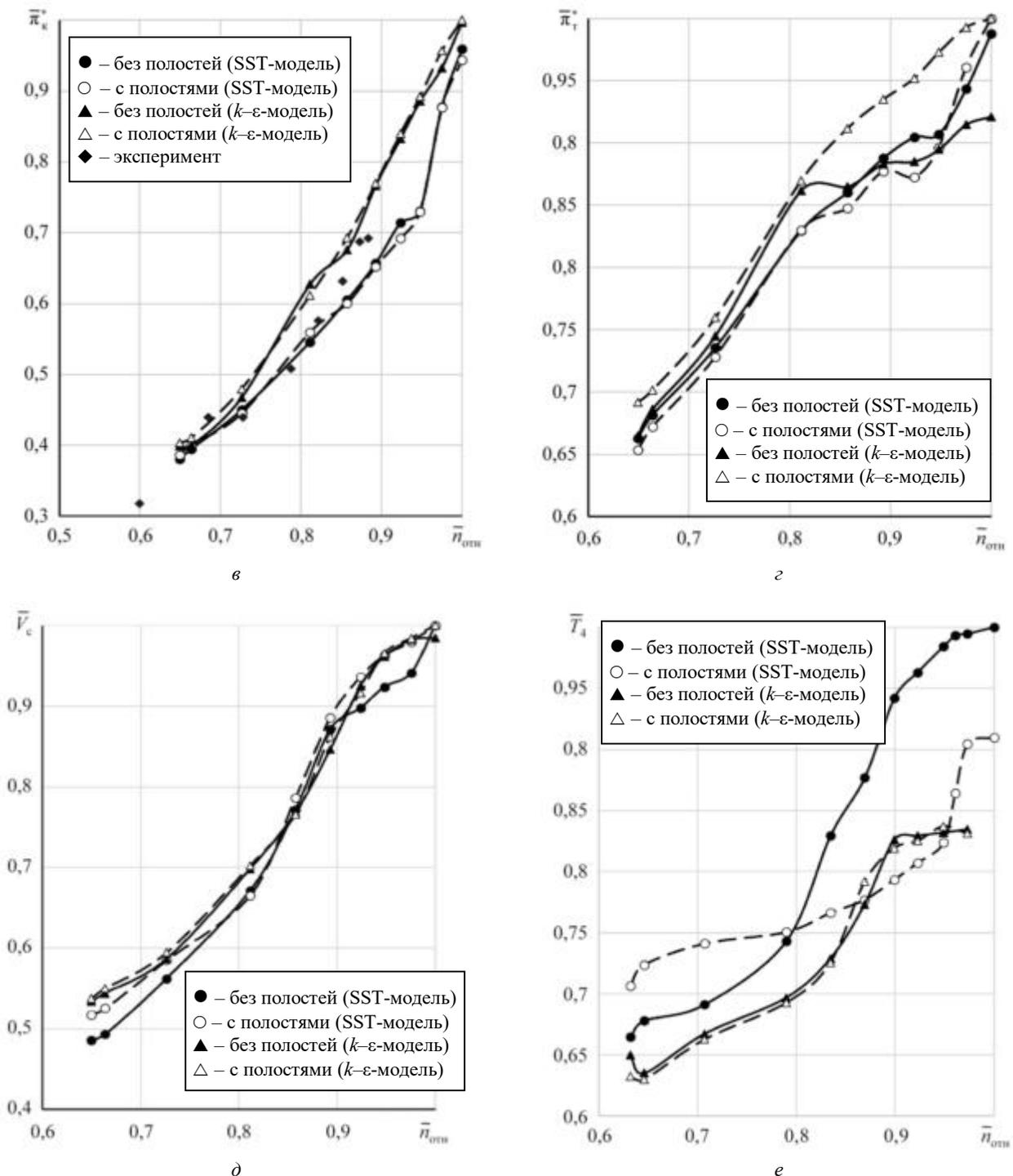


Рис. 2. Параметры турбореактивного двигателя по результатам сквозного моделирования и в условиях работы на стенде:
 а – тяга двигателя; б – расход воздуха через двигатель; в – степень повышения давления в компрессоре;
 г – степень понижения давления в турбине; д – скорость истечения из сопла; е – полная температура за турбиной (Окончание)

При испытаниях измерялась тяга двигателя, а также статическое давление в полости камеры сгорания, по которому определялась степень повышения давления в компрессоре и статическое давление в закомпрессорной полости. При этом расчетная модель двигателя включала и входное устройство стенда с мерным участком. Результаты представлены в относительном виде (приводится отношение рассчитанного или измеренного параметра к его значению, полученному результатом сквозного расчета с полостями на максимальном режиме с использованием SST-модели).

Проанализировав результаты расчетов в различных постановках, можно сделать вывод о том, что учет внутренних полостей незначительно влияет на основные параметры турбореактивного двигателя (раз-

личие результатов соответствует уровню изменения параметров двигателя, определенных по одномерной математической модели с учетом и без учета изменения расхода рабочего тела). При применении k - ϵ -модели наблюдалось увеличение расхода рабочего тела по сравнению с результатами, полученными с использованием SST-модели. Тяга двигателя, рассчитанная с использованием k - ϵ -модели, выше за счет расхода воздуха.

Широкое использование k - ϵ -модели турбулентности для расчета рабочего процесса компрессоров связано с возможностью более точного определения условий совместной работы компрессора и сети [6]. При этом с помощью SST-модели более адекватно моделируются процессы в турбине и затурбинном диффузоре. Величина осредненной скорости истечения из сопла при расчете с различными настройками практически одинакова.

Сделать окончательный выбор модели турбулентности для сквозного расчета на данном этапе исследования невозможно, так как в данной постановке задачи не учитывался теплообмен и отсутствуют результаты измерения расхода воздуха через двигатель. Однако продолжение исследований в этой области актуально. Возможно создание расчетной модели двигателя с использованием различных моделей турбулентности в полостях и с учетом теплообмена.

На рис. 3 показана величина относительного расхода воздуха в осевом зазоре за компрессором в зависимости от режима работы двигателя.

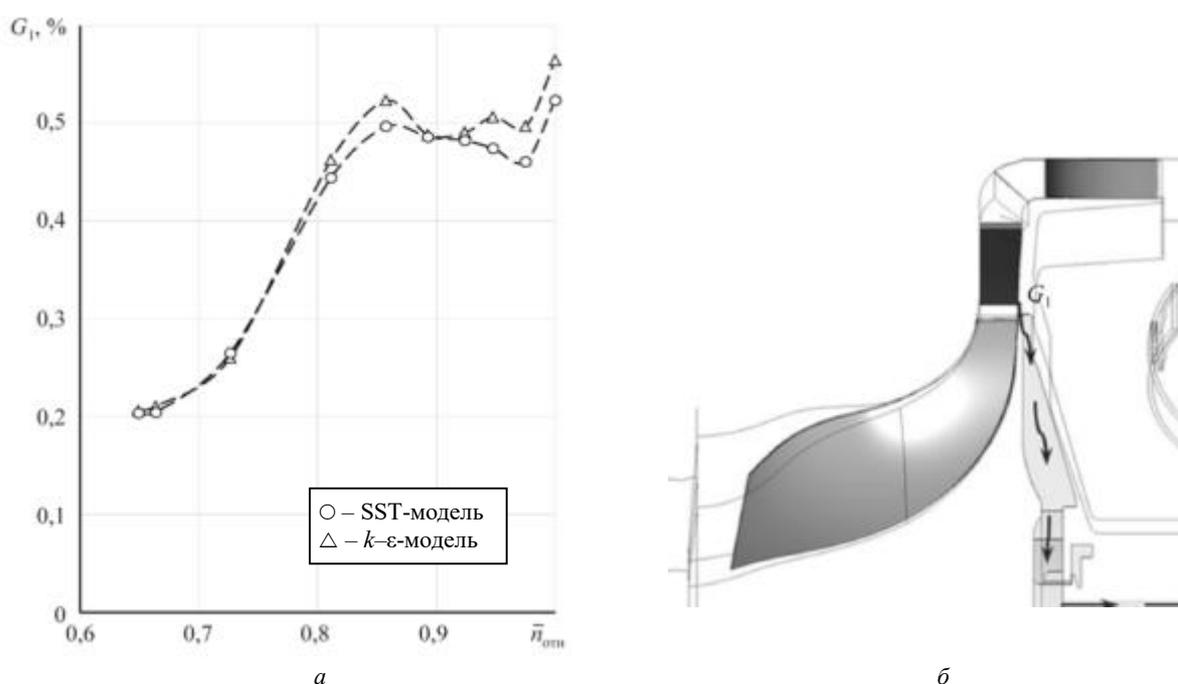


Рис. 3. Влияние модели турбулентности на величину расхода воздуха в осевом зазоре за компрессором:
 а – график зависимости величины расхода воздуха через осевой зазор за компрессором от режима работы двигателя;
 б – направление течения воздуха во внутренних полостях

Как видим (см. рис. 3), модель турбулентности не оказывает значительного влияния на результаты расчета. Характер изменения расхода воздуха по внутренним полостям при изменении режима работы двигателя остается неизменным.

Важной задачей является определение осевой силы ротора. На практике это реализуется решением в одномерной постановке задачи течения газа в полостях при наличии вращающихся стенок, как, например, в работе [7]. Такой подход требует учета распределения окружной составляющей скорости по радиусу полости и коэффициентов трения на поверхности диска и стенки. Для режимов работы полостей малоразмерных двигателей такие данные в открытой печати отсутствуют. При анализе центробежного течения приближенное одномерное решение обеспечивает получение результатов, сопоставимых с выводами других исследователей, тогда как применение данного подхода к исследованию центростремительного течения характеризуется значительными погрешностями [7].

Посредством сквозного трехмерного моделирования возможно определить в первом приближении значения осевой силы, полученные с использованием результатов по распределению давления по поверхностям деталей (рис. 4). При этом результаты использования k - ϵ -, SST-моделей идентичны. Однако в области относительных оборотов (0,8–0,9) с применением SST-модели получены заниженные значения, что можно объяснить существованием режима течения в закомпрессорной полости, при котором необходимо менять настройки расчетной модели. Это предположение подтверждается сравнением экспериментального и расчетного статического давления в точке препарации внутренней закомпрессорной полости на различных режимах работы двигателя (рис. 5).

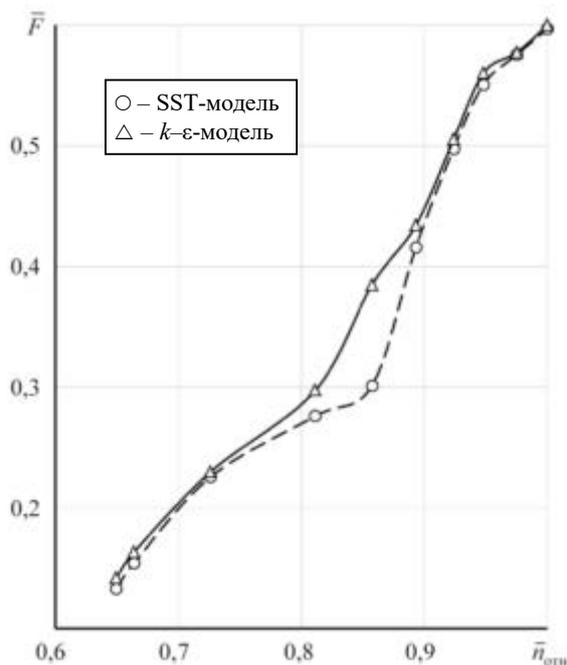


Рис. 4. Влияние модели турбулентности на величину осевой силы ротора

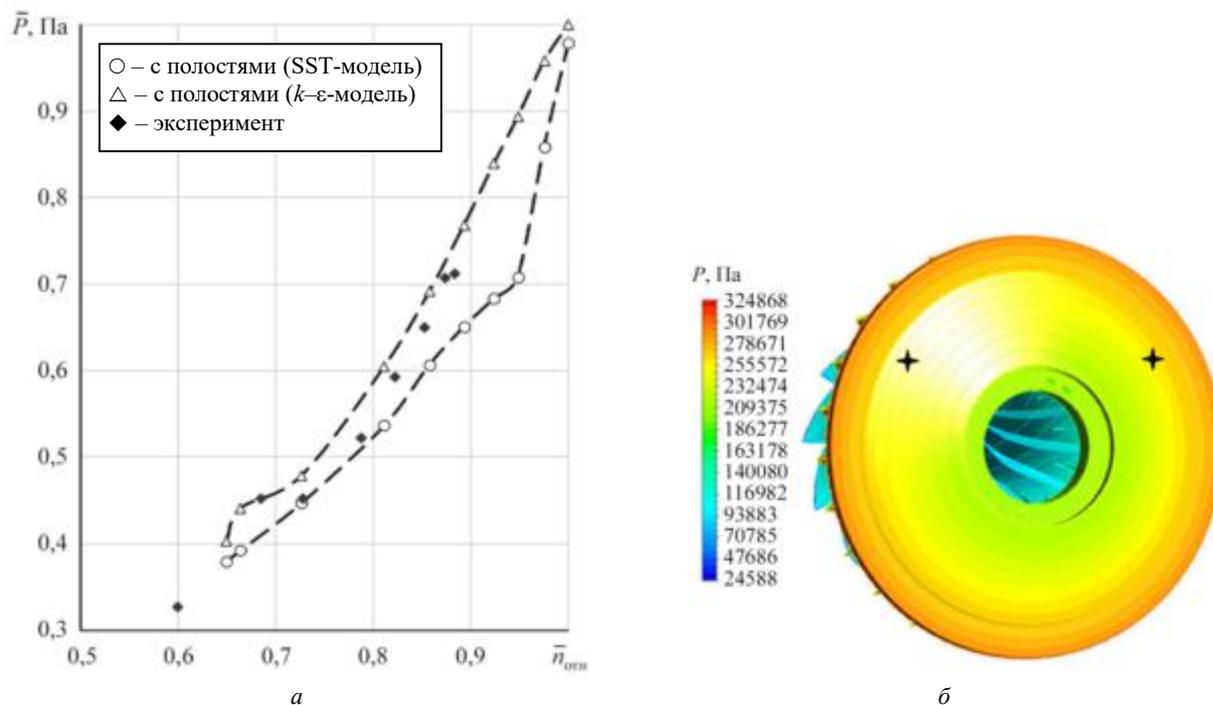


Рис. 5. Изменение статического давления в полости за компрессором по оборотам (а) и распределение давления в полости за компрессором с указанием места препарации (б)

Возможности препарирования малоразмерных двигателей при испытаниях крайне ограничены. В проточной части измерять при испытаниях можно только статическое давление. Использование приемников полного давления внутри проточной части малоразмерных двигателей значительно влияет на условие совместной работы узлов двигателя. Негативно сказывается даже установка гребенок полного давления и температуры за соплом, так как на большинстве режимов работы исследованного турбореактивного двигателя перепад в реактивном сопле докритический. При сопоставлении распределения статического давления по поверхностям расчетной модели с результатами замеров расчетная модель легко валидируется. Также отметим, что измерение температуры торможения в точке установки датчика за турбиной не соответствует среднемассовому значению параметра.

На рис. 6 показано распределение температуры торможения потока в сечении установки штатного датчика температуры за турбиной на различных режимах работы двигателя (n – относительные обороты): $a - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,65$; $b - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,73$; $в - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,81$; $г - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,83$; $д - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,89$; $e - \bar{n}_{\text{отн}} = 0,92$.

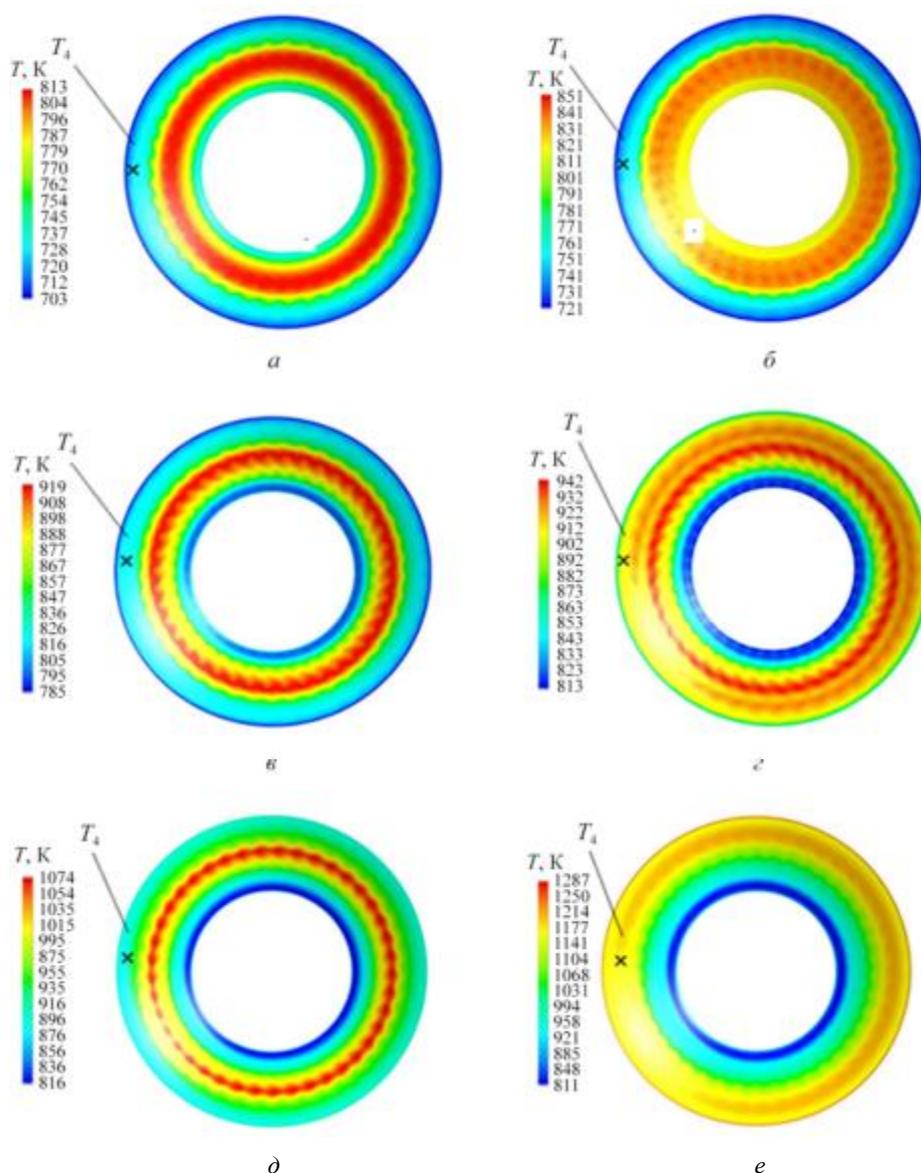


Рис. 6. Поле температуры в сечении расположения датчика температуры за турбиной (T_4 – температура газа за турбиной)

Как видим (см. рис. 6), практически на всех режимах датчик расположен в области температуры потока несколько ниже средней по сечению, причем эта поправка зависит от режима работы двигателя.

Максимальная разность между осредненной температурой за турбиной и температурой в точке измерений в случае использования SST-модели составляет 90 °С, при применении k - ϵ -модели эта разность меньше – 65 °С (рис. 7).

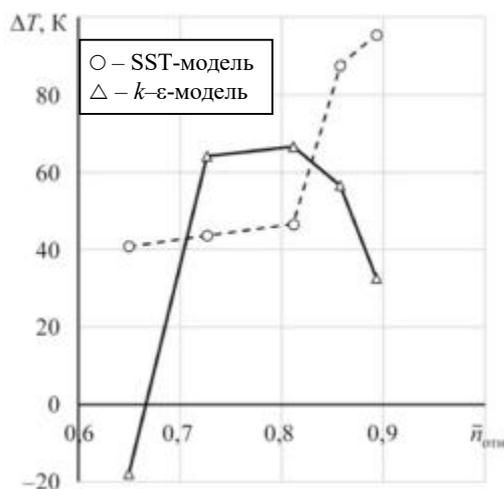


Рис. 7. График изменения разности между осредненной температурой за турбиной и температурой в точке измерений по относительным оборотам

Согласно полученным результатам возможно использование сквозного моделирования рабочего процесса при проектировании малоразмерных двигателей. Сквозное моделирование позволяет решать не только задачу газодинамического и теплового расчета узлов, но и достаточно широкий круг задач, связанных с системами двигателя. Развитие данной методики моделирования предполагает построение математической модели двигателя с учетом теплообмена и поиска практических рекомендаций по настройкам расчетных моделей внутренних полостей, что является темой дальнейших исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Осипов И.В., Ломазов В.С. Разработка малоразмерных ГТД различного типа на базе унифицированного газогенератора // *Авиационные двигатели* [Электронный журнал]. 2019. № 4 (5). URL: <https://ciam.ru/upload/iblock/667/667bf7b065f498335dd5511509f85be1.pdf> (дата обращения: 1.09.2024).
2. Дадоян Р.Г., Михайлов А.Е., Ахмедзянов Д.А. Формирование облика рекуператора для малоразмерного ГТД с регенерацией тепла // *Вестник УГАТУ*. 2021. № 1. С. 22–32.
3. Вятков В.В. и др. К вопросу выбора методики моделирования рабочего процесса малоразмерного газотурбинного двигателя // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2023. № 4. С. 112–118.
4. Осипов С.К. и др. Разработка рекомендаций по построению расчетной сетки для численного моделирования типовых внутренних и внешних течений применительно к задачам авиационной техники // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2024. № 1. С. 73–79.
5. Левенталь М.Ю. Модели турбулентности в расчетах обтекания профилей осевых турбин // *Морские интеллектуальные технологии*. 2015. № 4-1 (30). С. 47–50.
6. Кривцов А.В. Выбор модели турбулентности при моделировании рабочего процесса в многоступенчатом компрессоре в программном комплексе NUMECA // *Актуальные проблемы авиации и космонавтики*. 2012. № 8. С. 57–58.
7. Богомолов Е.Н., Вятков В.В., Ларшин Д.И. Определение осевых сил, действующих на ротор авиационного ГТД с учетом особенностей течения в околodисковых полостях // *Полет*. 2009. № 4. С. 35–39.

Поступила в редакцию 1.10.24
После доработки 23.01.25
Принята к публикации 24.01.25

Influence of Turbulence Model and Internal Cavity Accounting on the Results of Straight-Through Gas-Dynamic Calculation of a Small-Size Gas Turbine Engine

V.V. VYATKOV, A.A. DAVYDOV, AND N.N. KOVALEVA

P.A. Soloviev Rybinsk State Aviation Technical University, Rybinsk

The paper analyzes results of straight-through gas-dynamic calculation of a small-size turbojet engine from the point of view of using different turbulence models and taking into account internal cavities. A satisfactory convergence was found when comparing the calculation data with the engine test results. It is shown that for determination of engine parameters and characteristics of units, the modeling without taking into account the internal cavities, which reduces the design problem amount, is sufficient. Taking into account the internal cavities at the stage of numerical simulation allows solving the additional design problems, namely, the definition of leakage from the flow part and the rotor axial force.

Turbojet engine, numerical simulation, computational models

Газодинамика и теплообмен в системе подогрева гелия жидкостного ракетного двигателя

А.Д. ЧОРНЫЙ,
канд. физ.-мат. наук,

Ю.В. ЖУКОВА,
канд. физ.-мат. наук

(Институт тепло-
и массообмена

им. А.В. Лыкова

НАН Беларуси,

Беларусь, Минск),

И.А. ПОПОВ

д-р техн. наук

(КНИТУ-КАИ, Казань)

popov-igor-alex@yandex.ru

Проведен анализ системы подготовки гелия для наддува баков окислителя и горючего жидкостного ракетного двигателя. На основе результатов численного моделирования тепловых и газодинамических процессов предложены варианты повышения эффективности канального теплообменника, представляющего собой рубашку охлаждения сопла генераторного газа после турбонасосного агрегата, для подогрева гелия. Повышение эффективности проведено за счет использования упорядоченной шероховатости в каналах для течения нагреваемого гелия и модернизации обрешетки со стороны потока отработавшего в турбине газа.

Двигатель, теплообменник, интенсификация теплообмена, численное моделирование

Наддув баков – создание в баках окислителя и горючего жидкостных ракетных двигателей определенного давления над уровнем жидкости компонентов для их подачи в камеру сгорания с необходимыми давлением и расходом [1]. Наддув баков применяется также для компенсации продольных сжимающих усилий в тонкостенной оболочке топливных баков, для предотвращения смятия тонкостенных баков атмосферным давлением при расходовании топлива в полете и работах на технической и стартовой позициях. Повышение давления обеспечивает бескавитационную работу бустерных насосов окислителя и горючего.

Выбор газа наддува определяется видом топливных компонентов в баке. В настоящее время для наддува топливных баков жидкостных ракетных двигателей с использованием топливной пары кислород – керосин РГ-1 широко применяется горячий гелий [2, 3] – самый легкий из инертных газов (молярная масса – 4 г/моль) с высокой теплоемкостью ($c_p = 5,18$ кДж/(кг·К) при $T = 1000$ К). Температура сжижения гелия ниже температуры кипения компонентов топлива, т. е. он не конденсируется в топливных баках и не растворяется в компонентах топлива. Баллоны со сжатым переохлажденным гелием помещают в бак с жидким окислителем. Для увеличения удельного объема гелия и повышения эффективности системы наддува используется подогрев гелия перед подачей в баки окислителя и горючего в теплообменнике жидкостного ракетного двигателя [3, 4]. Подогрев газа производится за счет отбора теплоты от высокотемпературного отработавшего в турбине турбонасосного агрегата газа, полученного в газогенераторе за счет сжигания доз окислителя и горючего [5, 6].

В настоящей работе рассматривается конвективный теплообмен в компонентах жидкостного ракетного двигателя с тягой порядка 700–800 кН первой атмосферной и второй вакуумной ступеней трехступенчатого ракетносителя [7, 8]. Принципиальная схема топливной системы жидкостного ракетного двигателя с наддувом баков гелием показана на рис. 1 [9]. Здесь: 1 – камера сгорания жидкостного ракетного двигателя; 2 – бак окислителя; 3 – бак горючего; 4 – газогенератор; 5 – турбина турбонасосного агрегата; 6 – насос окислителя турбонасосного агрегата; 7 – насос горючего турбонасосного агрегата; 8 – бак гелия; 9 – сопло сброса газов; 10 – теплообменник подогрева гелия; 11 – рубашка охлаждения камеры сгорания и сопла жидкостного ракетного двигателя; 12, 21, 22, 25, 29, 30 – запорный клапан; 13, 17, 26–28, 31 – регулирующий клапан; 14 – пиростартер турбины; 15 – картридж воспламенения топлива; 16, 18–20, 23, 24 – температурные компенсаторы.

Горючее – углеводородное горючее типа керосина РГ-1, окислитель – кислород. Подобные двигатели используются достаточно широко (ракетносители типа «Союз», «Русь-М», «Ангара» (Россия); Atlas III, Atlas V, Antares, Falcon-9 (США); «Зенит» (Украина); «Нури» (Южная Корея).

Объектом исследования является цилиндрический теплообменник с каналами для подогрева гелия за счет теплоты уходящего отработавшего в турбине газа. Гелий используется как теплоноситель в рубашке охлаждения сопла (рис. 2, а) [3, 10, 11]. Внешний вид двигателя с цилиндрическим теплообменником подогрева гелия с соплом сброса отработавшего в турбине газа показан на рис. 2, б.

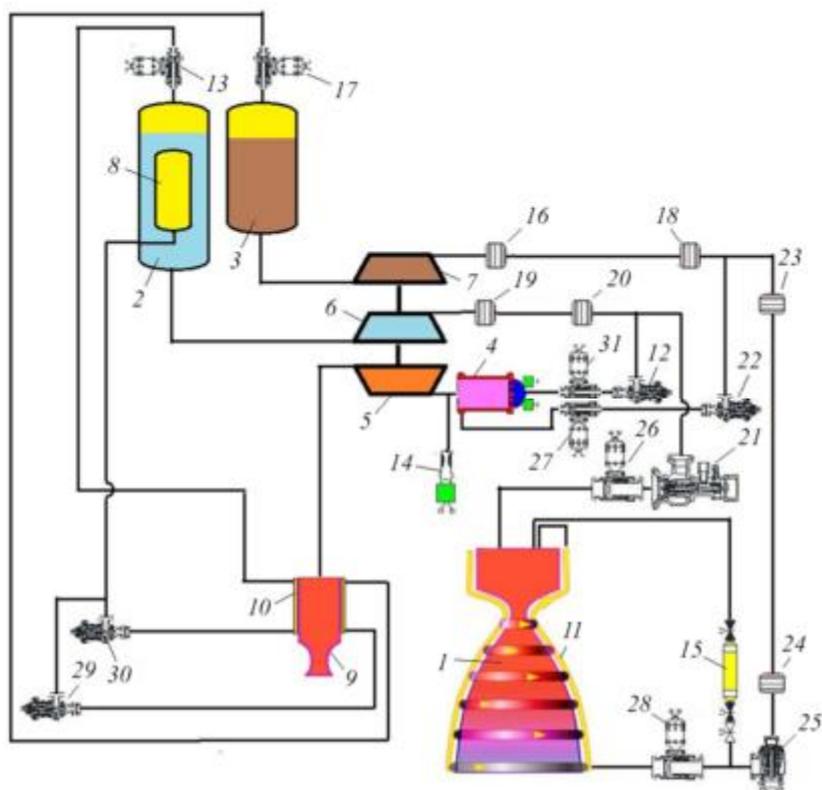


Рис. 1

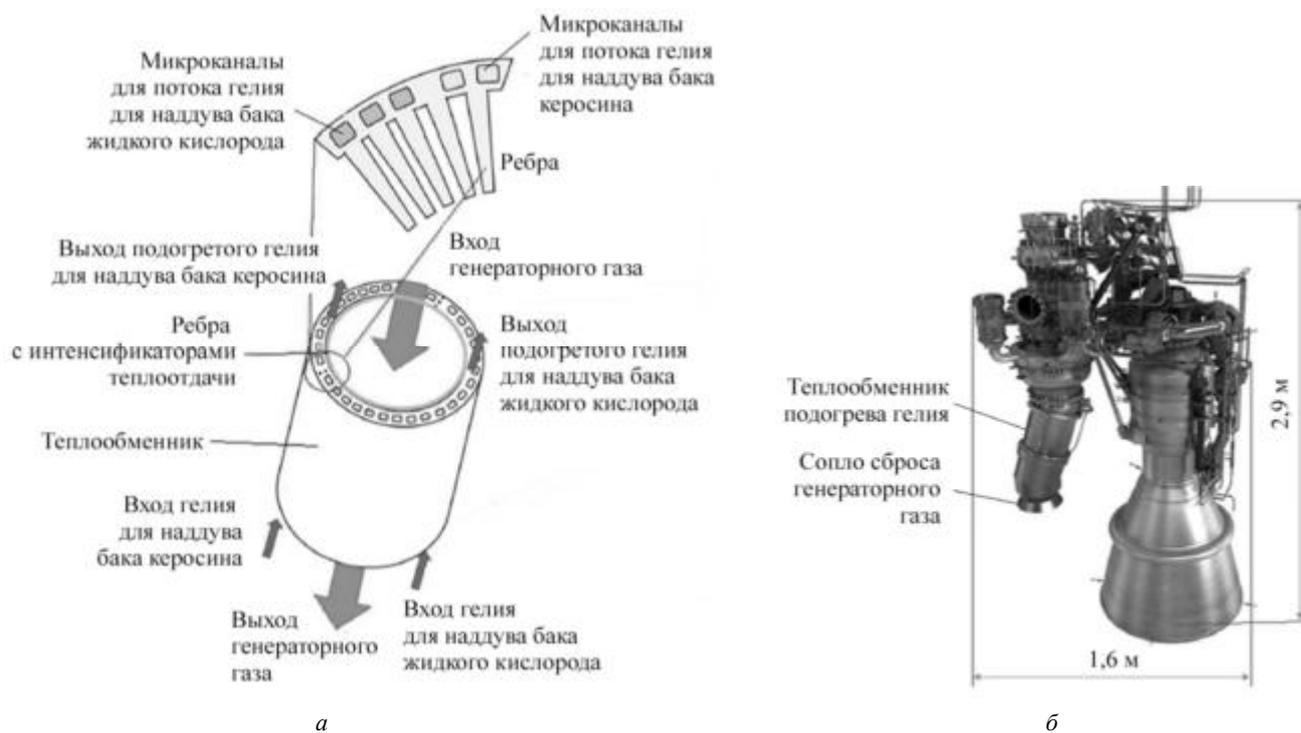


Рис. 2

Материал теплообменника – хромистая бронза. В теплообменнике реализуется противоточная схема движения горячего отработавшего в турбине газа (молярная масса – 31,489 г/моль), проходящего по центральному цилиндрическому каналу, и потока нагреваемого гелия, проходящего через систему каналов внутри стенки цилиндра. Каждый канал шириной 1 мм, высотой 1,6 мм, длиной 396,4 мм (рис. 3) [3].



Рис. 3

Для подогрева гелия для наддува бака с жидким кислородом использовались 314 каналов теплообменника, а для подогрева гелия для наддува бака с керосином – 90 каналов того же теплообменника. Для подвода гелия к каналам применялись подводящие и отводящие коллекторы (по 36 шт. с обеих сторон теплообменника). До коллекторов и за ними располагались общие сборные коллекторы. Для подвода гелия к указанным 90 каналам использовались подводящие и отводящие коллекторы (по 24 коллектора с обеих сторон теплообменника), до указанных коллекторов и за ними располагались общие сборные коллекторы.

Гелий поступает в каналы при температуре 88–90 К и избыточном давлении 2–2,5 МПа. Расход гелия для наддува бака кислорода составляет 0,05–0,25 кг/с, а для наддува бака с керосином – 0,01–0,08 кг/с в зависимости от режима эксплуатации. Расход отработавших в турбине газов составляет 10,3 кг/с, температура на входе в теплообменник – 770 К [3, 12].

Внутренний диаметр теплообменника – 0,184 м. На внутренней части центрального цилиндрического канала установлены ребра для интенсификации теплопередачи от отработавшего в турбине газа к потоку гелия [12]. Ребро имеет прямоугольную форму без скруглений около вершины. Толщина ребер – 0,9 мм, высота – 16 мм [7].

В качестве альтернативы каналам для гелия были предложены спиральные (змеевиковые) трубы [10], которые устанавливаются непосредственно в поток отработавшего в турбине газа перед соплом. Внутренний диаметр трубки – 5,5 мм. Толщиной трубки в численном моделировании пренебрегают из-за быстрого прогрева материала спиральных труб. За теплообменником, перед соплом, находится сильфонная вставка, наличие которой далее учитывалось при расчетах течения.

Проблемой существующих теплообменников такого типа является недогрев гелия до нужных параметров. В связи с этим была предпринята попытка интенсифицировать теплообмен за счет нанесения упорядоченной шероховатости на оребрение со стороны потока отработавшего в турбине газа. Минимальную высоту шероховатости определяли исходя из того, что она должна быть не менее высоты вязкого подслоя или превышать его.

Для анализа были сформированы следующие расчетные домены: теплообменник с каналами в стенке камеры с коротким соплом (рис. 4, а, вариант 1); с удлиненным соплом (рис. 4, б, вариант 2) для двигателя первой ступени; теплообменник со спиральными трубками, помещенными в поток отработавшего в турбине газа, с коротким соплом и сильфонными стенками (рис. 4, в, вариант 3). Во всех рассматриваемых случаях внутренний диаметр теплообменника – 184 мм. Длина теплообменника в варианте 1 – 396,4 мм, варианте 2 – 301,8 мм, варианте 3 – 334 мм. В вариантах 1, 2 для максимального контакта отработавшего в турбине газа с оребренной стенкой в теплообменник вставлено полое центральное тело внешним диаметром 171 мм. В центральном теле предусмотрено сквозное отверстие для протекания газа и снижения таким образом гидравлических потерь в конструкции.

Для численного моделирования используется газодинамический решатель ANSYS Fluent. Задача рассматривается в стационарной постановке. Число Рейнольдса, рассчитанное по диаметру тракта отработавшего в турбине газа и скорости на входе в тракт отработавшего в турбине газа, составляет $Re \approx 3 \cdot 10^6$, что соответствует развитому турбулентному течению внутри теплообменников.

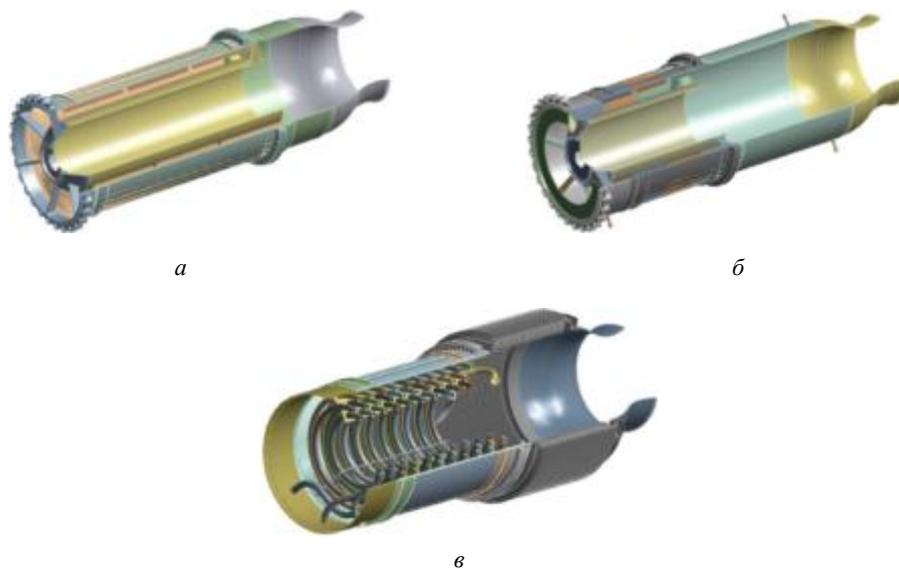


Рис. 4

Для численного исследования процессов конвективного теплообмена в рассматриваемых моделях (см. рис. 4) сформулирована физико-математическая модель, включающая дискретизированную конечно-объемными элементами расчетную область, стационарные осредненные по Рейнольдсу уравнения Навье – Стокса, замкнутые с использованием k - ω -модели переноса сдвиговых напряжений Ментера, уравнения неразрывности и уравнения энергии [13, 14].

Расчетная сетка в случае варианта 1 включает 39,05 млн ячеек, варианта 2 – 21,43 млн ячеек, варианта 3 – 19,5 млн ячеек. Во всех рассматриваемых случаях для создания расчетной сетки используются тетрагексагональные и гибридные элементы.

Задача теплопереноса от отработавшего в турбине газа к гелию и в окружающую среду через ребренные и профилированные стенки решается в сопряженной постановке. В этом случае задача газовой динамики решается одновременно с задачей теплопроводности в твердых элементах конструкции, тогда как сопряжение производится через граничные условия четвертого рода – равенство температур и тепловых потоков на поверхностях соприкосновения газового потока с твердой поверхностью.

Теплофизические свойства теплоносителей (отработавшего в турбине газа и гелия) задаются следующим образом: плотность – по закону идеального газа в зависимости от температуры и давления, теплопроводность и вязкость – как кусочно-линейные функции температуры [15]. Теплофизические свойства материалов теплообменника (медь и хромистая бронза) задаются в зависимости от температуры.

Используются следующие граничные условия: для входа отработавшего в турбине газа и гелия – соответствующий массовый расход и температура; для выхода отработавшего в турбине газа и гелия – условия на давление и температуру; для стенок ребренной трубы, контактирующих с отработавшим в турбине газом и гелием, – условия сопряжения с омывающими стенки соответствующими теплоносителями; для стенок за местом подвода гелия в каналы до критической части сопла и за критической частью сопла – условия конвективного теплопереноса; для стенок, расположенных до выхода гелия и над трактами гелия – условия тепловой изоляции, т. е. равенство нулю теплового потока. Искомыми параметрами являются выходные температура и давление гелия и входное давление отработавшего в турбине газа.

Течение отработавшего в турбине газа на выходном срезе сопла сверхзвуковое, поэтому расчет проводится методом итерационных приближений для статического давления и статической температуры на выходе. После достижения необходимых значений на выходе из тракта отработавшего в турбине газа они фиксируются, и метод итерационных приближений по выходному давлению применяется к тракту гелия для достижения целевого значения входного полного давления (порядка 3 МПа).

Расчеты проводятся для трех значений массового расхода отработавшего в турбине газа. На номинальном режиме перепад давления – 27,1 кПа, расход – 10,3 кг/с; на минимальном режиме перепад давле-

ния – 23,6 кПа, расход – 9 кг/с; на максимальном режиме перепад давления – 32 кПа, расход – 12,2 кг/с при температуре газа на входе в теплообменник 771 К. Массовый расход гелия для наддува бака кислорода – 0,1414 кг/с, для наддува бака керосина – 0,11868 кг/с при температуре гелия на входе в теплообменник 88 К.

Для теплообменника со спиральными трубами для подогрева гелия, размещенными в тракте отработавшего в турбине газа, расход гелия в первой трубке предполагался равным 0,0155 кг/с, во второй – 0,01935 кг/с, в третьей – 0,0118 кг/с. При установке змеевикового теплообменника расход отработавшего в турбине газа – 11,3 кг/с.

Эффективность теплообменника с каналами для подогрева гелия зависит от ряда факторов – интенсивности теплообмена внутри каналов с потоками гелия, эффективности оребрения (высота ребер, интенсивность теплоотдачи на их поверхности, теплопроводность материала ребер) со стороны потока отработавшего в турбине газа, компоновки теплообменника.

Первоначально исследуется возможность повышения теплоотдачи в каналах при течении в них гелия. Длина каналов теплообменника – 394,6 мм. Каналы прерываются посередине из-за технологического шва на стенке теплообменника, где происходит смешение потоков.

Приведем результаты численного исследования гидродинамики и теплообмена в каналах.

Распределение температуры T гелия на выходе из каналов теплообменника показано на рис. 5, а, структура течения в распределительном коллекторе – на рис. 5, б. Распределение коэффициента теплоотдачи α в каналах от входа до места сварочного шва приведено на рис. 5, в, от шва до выхода гелия – на рис. 5, г.

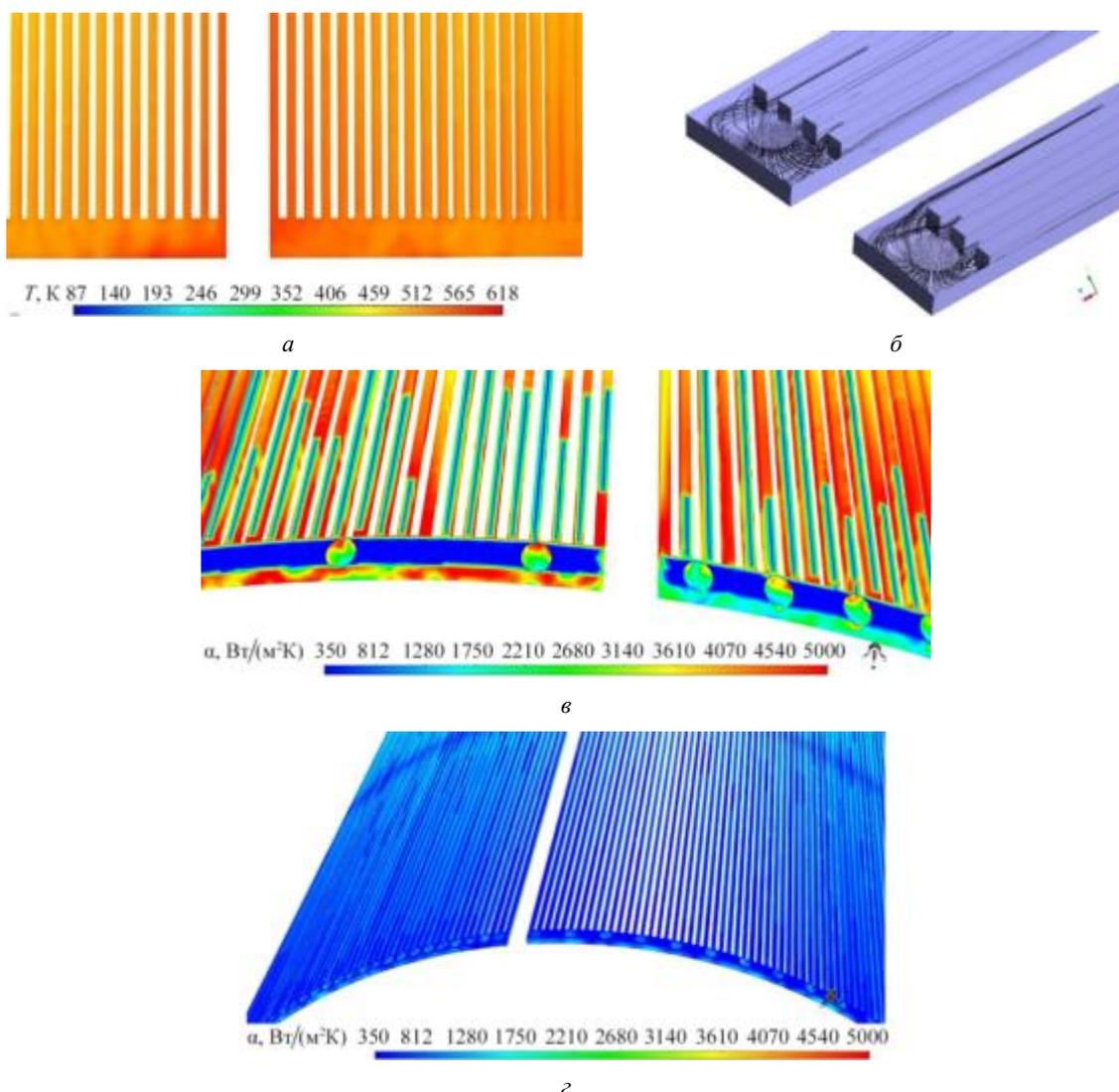


Рис. 5

Приведем распределение температуры T гелия по тракту спиральных труб в потоке отработавшего в турбине газа в теплообменнике по варианту 3 для внешнего (рис. 6), среднего (рис. 7) и внутреннего (рис. 8) змеевиков.

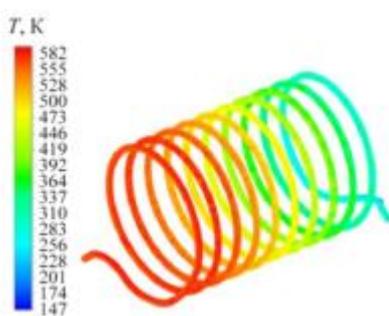


Рис. 6

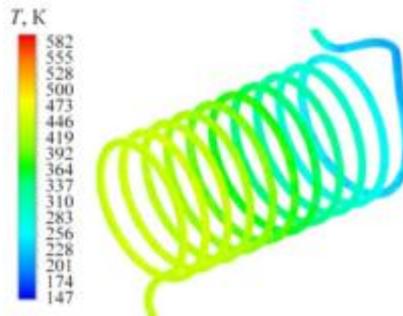


Рис. 7

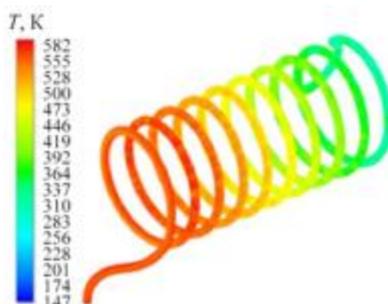


Рис. 8

Результаты расчетов по вариантам 1–3 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры	Расход отработавшего в турбине газа, кг/с					
	9		10,3		12,2	
	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 1	Вариант 2
Температура гелия на входе, К	88					
Разница температур гелия для наддува бака кислорода, К	521	422	443	350	432	338
Разница температур гелия для наддува бака керосина, К	489	381	435	330	393	296

Установлено, что с ростом расхода отработавшего в турбине газа разность температур между входом и выходом газов (при постоянной температуре газов на входе) в теплообменнике изменяется незначительно – от 122 К при минимальном расходе до 124 К при максимальном расходе. Столь незначительное изменение температуры может свидетельствовать о том, что благодаря оребрению теплообменника со стороны тракта отработавшего в турбине газа передается недостаточное количество теплоты от отработавшего в турбине газа. Это связано со слишком сильным загромождением тракта, что не позволяет высокоскоростному потоку отработавшего в турбине газа входить в межреберные каналы.

Для повышения интенсивности теплообмена в каналах для гелия предлагается использовать упорядоченную шероховатость для интенсификации теплообмена в трактах гелия. Подход к оценке высоты шероховатости и расстояния между элементами шероховатости предложен в работе [16]. Наилучшим вариантом теплоотдачи является создание шероховатости высотой 0,25 мм на поверхности теплопередающей стенки канала, высота которого составляет 1,6 мм. Выбранный метод интенсификации теплообмена увеличивает теплоотдачу на 8 % по сравнению с гладким каналом. Однако с увеличением интенсивности теплоотдачи происходит значительный рост гидравлических потерь, что приводит к теплогидравлической эффективности. Таким образом, можно сделать вывод о том, что в данном случае

при использовании упорядоченной шероховатости в каналах теплообменника при ламинарном течении гелия невозможно интенсифицировать теплообмен.

В теплообменнике со спиральными трубами, установленными в тракте отработавшего в турбине газа, нагрев гелия производился одновременно в каждой трубке. Согласно результатам расчетов при температуре гелия 104 К на входе во все трубки перепад температур составил в случае внешней трубки 301 К, средней – 206 К, внутренней – 434 К.

На втором этапе исследования разрабатываются методы повышения эффективности оребрения со стороны потока отработавшего в турбине газа. Для этих целей изучаются ребра различной высоты (9 и 11 мм). Кроме того, рассматривается влияние на теплоотдачу материала, из которого изготовлена оребренная часть теплообменника. Материалы оребренной части – хромистая бронза (с коэффициентом теплопроводности в диапазоне 41,6...300 Вт/(м·К) для температур –253...700 °С) и бескислородная медь (с коэффициентом теплопроводности в диапазоне 497...363 Вт/(м·К) для температуры –183...400 °С). Длина оребренной части внутренней стенки теплообменника (со стороны, где поступает отработавший в турбине газ) – 394,6 мм. Оребрение прерывается в центральной части из-за наличия технологического шва на стенке теплообменника. Распределение теплового потока q по оребренной поверхности со стороны потока отработавшего в турбине газа по длине до места сварочного шва представлено на рис. 9, а, от шва до выхода из оребренной части конструкции – на рис. 9, б.

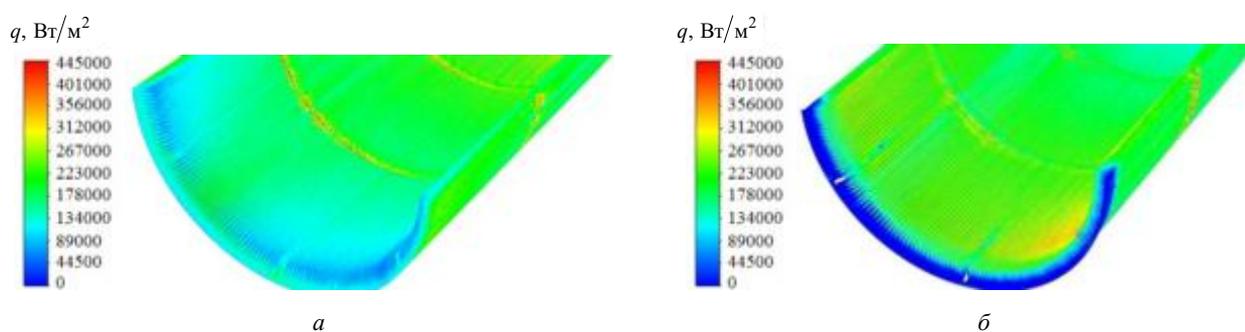


Рис. 9

Согласно результатам расчетов при изготовлении оребрения теплообменника из меди повышается его эффективность, так как разность температур гелия в теплообменнике для наддува бака кислорода составляет 376 К, а разность температур гелия для наддува бака керосина – 370 К. При сравнении выявлена следующая разность температур гелия в теплообменнике из хромистой бронзы: 356 К для наддува бака кислорода, 355 К – для наддува бака керосина. Таким образом, вследствие изменения материала повышается эффективность теплообменника.

При изменении высоты ребер с 9 до 11 мм в случае теплообменника, изготовленного из меди, происходит увеличение значения разности температур гелия с 356 до 428 К, в случае наддува бака с керосином – с 355 до 429 К.

Для дальнейшего повышения эффективности теплообменника изменяют шаг размещения ребер и их форму.

На рис. 10 показаны рассматриваемые варианты. Вариант 1 – базовая геометрия ребер – имеет толщину 0,9 мм (рис. 10, а). Как отмечалось, малое расстояние между ребрами препятствует доступу высокоскоростного и высокотемпературного потока отработавшего в турбине газа к корню оребрения тракта отработавшего в турбине газа, а следовательно, затрудняет передачу тепла от отработавшего в турбине газа к гелию. В связи с этим в варианте 2 количество ребер уменьшается на 50 %, за счет этого расширены межреберные каналы. Толщина ребра оставлена прежней (0,9 мм) (рис. 10, б). Однако из-за необходимости сохранить или увеличить площадь поверхности теплоотдачи в случае варианта 3 на поверхности ребер наносятся интенсификаторы в виде равностороннего треугольника с основанием 0,2 мм (рис. 10, в). По результатам проведенного анализа теплонпряженного состояния, модели ребра,

обращенные к потоку генераторного газа, подвергаются невосстановимой деформации. В связи с этим толщина ребра увеличена с 0,9 до 4 мм. Согласно вариантам 4 и 5 на поверхности ребер наносятся интенсификаторы в виде равностороннего треугольника с основанием 1,5 мм и шагами 1,5 мм (рис. 10, *з*) и 1 мм (рис. 10, *д*). Рассматривается также вариант 6, в котором количество ребер уменьшено только на 30 %, увеличена толщина ребра до 3 мм, и на поверхности ребер нанесены интенсификаторы в виде равностороннего треугольника с основанием 1,5 мм и шагом 1 мм (рис. 10, *е*).

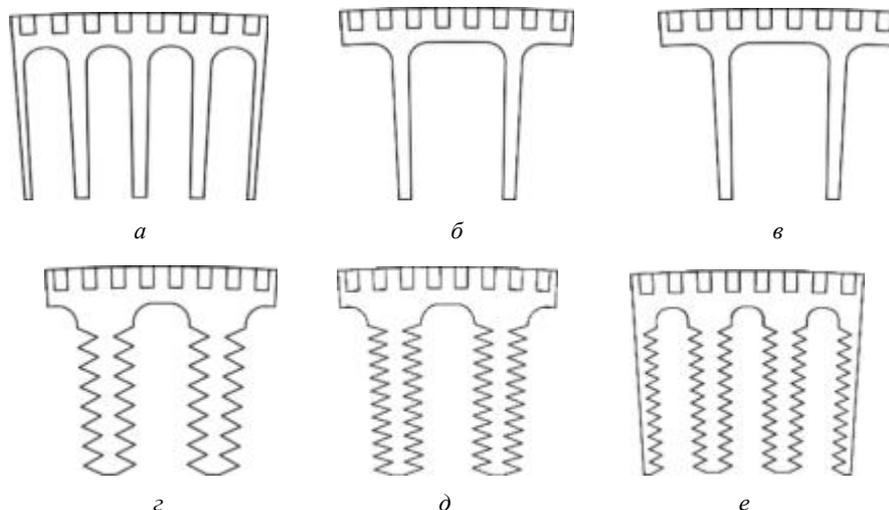


Рис. 10

Все полученные в численном моделировании значения параметров отнесены к аналогичным значениям базового варианта оребрения и представлены в табл. 2 в виде отношения площадей поверхности теплообмена, отношения масс оребренного тракта отработавшего в турбине газа, отношения осредненных по поверхности коэффициентов теплоотдачи на оребрении и гидравлических потерь в тракте отработавшего в турбине газа. Гидравлические потери определялись как отношение перепадов полного давления $P_{вх} - P_{вых}$ по тракту отработавшего в турбине газа:

$$Eu = (P_{вх} - P_{вых}) / (\rho U^2),$$

где $P_{вх}$, $P_{вых}$ – давление отработавшего в турбине газа на входе и выходе газового тракта теплообменника; U – среднемассовая скорость в тракте; ρ – плотность газа по средней температуре газа на входе в тракт теплообменника для отработанных газов в турбине.

Таблица 2

Вариант оребрения	Площадь теплообмена	Масса	Коэффициент теплоотдачи	Потери давления
1	1	1	1	1
2	0,5754	0,68416	1,028	0,67822
3	1,022	0,73151	1,032	0,80389
4	1,0081	1,13805	1,018	1,02325
5	1,391	1,13063	1,019	1,26807
6	1,484	1,2721	1,005	1,42912

Показано, что при увеличении площади поверхности ребер треугольными интенсификаторами варианта оребрения (см. рис. 10, *з*) практически сохраняется площадь поверхности теплообмена, но изделие утяжеляется на 14 %. Площадь теплопередающей поверхности варианта оребрения (см. рис. 10, *д*) увеличилась в сравнении с базовой на 40 %, но увеличения температуры по тракту гелия не произошло. Температура гелия остается практически той же, что и в базовой конструкции (см. рис. 10, *а*). При существенном увеличении площади теплопередающей поверхности не увеличилась теплопере-

дача, что указывает на определяющую роль в теплообмене структуры потока в межреберном пространстве.

На заключительном этапе проведен анализ структуры течения в зоне теплообменника и сопле отработавшего в турбине газа.

Результаты расчетов скоростей w генераторного газа в теплообменнике и сопле при его расходе 9 кг/с (рис. 11, *а, з*), 10,3 кг/с (рис. 11, *б, д, ж*), 12,2 кг/с (рис. 11, *в, е*) по варианту 1 (см. рис. 4, *а*) приведены на рис. 11, *а–в*, варианту 2 (см. рис. 4, *б*) – на рис. 11, *з–е*, варианту 3 (см. рис. 4, *в*) – на рис. 11, *ж*.

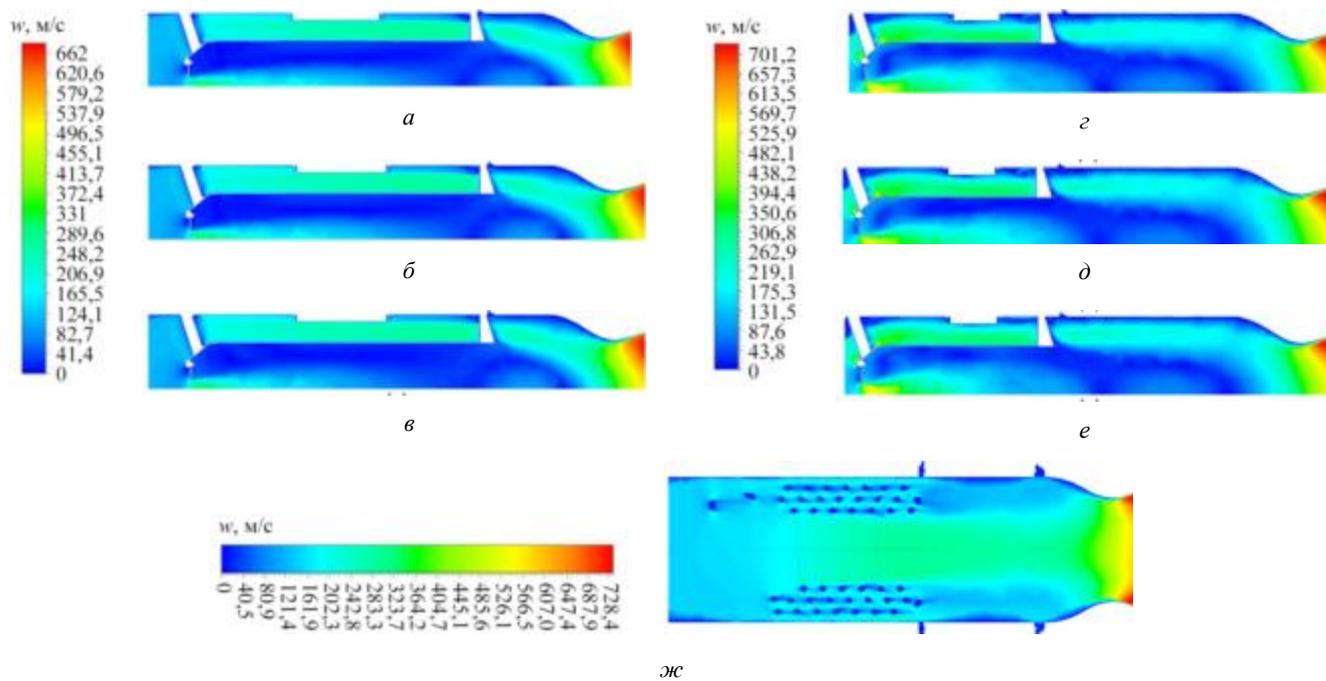


Рис. 11

В тракте отработавшего в турбине газа возникают застойные зоны и отрывные зоны внутри центрального тела, а также за элементами креплений. Однако данные явления не влияют на интенсивность теплообмена в теплообменнике и практически не отражаются на величине тяги, создаваемой отработавшим в турбине газом при истечении из сопла.

Таким образом, согласно проведенным исследованиям возможно использовать методы вычислительной гидрогазодинамики для моделирования процессов конвективного теплообмена в противоточном теплообменнике, в котором теплоносителями являются гелий и отработавший в турбине газ. Для одного из типов двигателей ракеты-носителя, известного из литературных источников, проведен анализ работы теплообменника для подогрева гелия для наддува баков окислителя и горючего. На основе результатов численного моделирования тепловых и газодинамических процессов, происходящих в теплообменном аппарате, предложены варианты повышения эффективности канального теплообменника для подогрева гелия.

Работа выполнена при финансовой поддержке в рамках соглашения о предоставлении субсидии из федерального бюджета на финансовое обеспечение выполнения государственного задания на оказание государственных услуг № 075-03-2024-067 от 17.01.2024 (шифр FZSU-2023-0004) и в рамках соглашения о консорциуме между КНИТУ-КАИ и Институтом тепло- и массообмена имени А. В. Лыкова НАН Беларуси.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Добровольский М.В. Жидкостные ракетные двигатели. Основы проектирования. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. 461 с.
2. Бирюк В.В. и др. Система наддува топливных баков ракеты-носителя с использованием тепла генераторного газа // Вестник СГАУ. 2013. № 3. С. 35–39.

3. Орлин С.А. Использование гелия в жидкостных ракетных двигателях // Инженерный журнал: наука и инновации [Электронный журнал]. 2017. № 1 URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/ispolzovanie-geliya-v-zhidkostnyh-raketnyh-dvigatelyah/viewer> (дата обращения: 24.12.2024).
4. Ключева О.Г. Совершенствование теплообменников для наддува баков ракеты-носителя. Ч. 2. Цилиндрический теплообменник двигателя РД-171 // Тр. НПО Энергомаш им. акад. В.П. Глушко. 2006. № 24. С. 256–271.
5. Сабирзянов А.Н., Лукьянов П.В. Влияние на параметры потока конструктивных особенностей газораспределительной решетки в ЖРД с дожиганием генераторного газа // Изв. вузов. Авиационная техника. 2011. № 3. С. 31–37.
6. Крестинин А.В. и др. Стохастический расчет распределения расхода по каналам тракта охлаждения жидкостного ракетного двигателя // Изв. вузов. Авиационная техника. 2009. № 4. С. 42–44.
7. Choi H.-S. et al. Development of 30-Tonf LO₂/Kerosene Rocket Engine Combustion Devices(II) – Gas Generator // Journal of the Korean Society for Aeronautical and Space Sciences. 2009. Vol. 37. № 10. P. 1038–1047.
8. Lim B. et al. Development of a Reliable Performance Gas Generator of 75 Tonf-Class Liquid Rocket Engine for the Korea Space Launch Vehicle II // Proc. of the 8th European Conference for Aeronautics and Space Sciences, July 1–4, 2019, Madrid, Spain. 2019. 15 p.
9. Lim B. et al. Development and Acceptance Test Results of 75-Tonf Class Liquid Rocket Engine Gas Generator // Journal of the Korean Society of Propulsion Engineers. 2020. Vol. 24. № 4. P. 55–65.
10. Jeong W., Jang S., Kim H.-J. Characteristics of a Heat Exchanger in a Liquid Rocket Engine Using Conjugate Heat Transfer Coupling with Open-Source Tools // Aerospace. 2023. Vol. 10. № 12. Article № 983.
11. Wadel M.F. Comparison of High Aspect Ratio Cooling Channel Designs for a Rocket Combustion Chamber with Development of an Optimized Design: Technical Report № TM-1998- 206313 / NASA. Washington, 1998. 78 p.
12. Baek S. et al. Thermal Performance Evaluation and Analysis of Helium Heat Exchanger for Cryogenic Propellant Launch Vehicle // Cryogenics. 2022. Vol. 124. Article № 103492.
13. Попов И.А. и др. Численное моделирование системы смазки авиационных поршневых двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 94–100.
14. Попов И.А. и др. Численное моделирование системы впуска авиационных поршневых двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 3. С. 141–148.
15. Варгафтик Н.Б. Справочник по теплофизическим свойствам газов и жидкостей. М.: Физматгиз, 1963. 708 с.
16. Чорный А.Д. и др. Использование упорядоченной шероховатости для интенсификации теплообмена в микроканалах при течении в них гелия // Вестник Фонда фундаментальных исследований. 2020. № 1. С. 54–58.

Поступила в редакцию 24.01.25

После доработки 31.01.25

Принята к публикации 31.01.25

Gas Dynamics and Heat Transfer in the Helium Heating System of a Liquid Rocket Engine

A.D. CHORNYI¹, YU.V. ZHUKOVA¹, AND I.A. POPOV²

¹ A.V. Luikov Heat and Mass Transfer Institute of NAS of Belarus, Minsk, Belarus

² Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

The paper analyzes the helium preparation system for supercharging of oxidizer and propellant tanks of liquid rocket engine. On the basis of results of numerical modeling of thermal and gas-dynamic processes, variants are proposed for enhancing the efficiency of the helium heating channel heat exchanger, which is a cooling jacket of the generator gas nozzle after the turbo-pump unit. The efficiency is improved by using an ordered roughness in the channels for the heated helium flow and upgrading the finning on the heating side of the generator gas.

Engine, heat exchanger, heat exchange intensification, numerical modeling

Автоматизированное размещение элементов на печатной плате электронного средства летательного аппарата

**П.А. МАКЕЕВ,
И.Р. МУЗАФАРОВ,
С.Ф. ЧЕРМОШЕНЦЕВ,**
*д-р техн. наук
(КНИТУ-КАИ, Казань)*
pragramer@yandex.ru

Разработаны критерии качества для решения задачи автоматизированного размещения элементов на печатной плате электронного средства летательного аппарата. Разработана методика автоматизированного размещения элементов на печатной плате электронного средства с учетом тепловой и электромагнитной совместимости. Произведена апробация разработанной методики на практическом примере.

Тепловая совместимость, электромагнитная совместимость, печатная плата, генетический алгоритм, автоматизированное размещение элементов

В связи с развитием современных летательных аппаратов возникает необходимость применения электронных средств высокой вычислительной мощности, размещаемых на борту летательного аппарата.

В зависимости от вида летательного аппарата (самолет, вертолет, беспилотный летательный аппарат) необходимо уменьшение габаритных размеров и массы электронных средств [1–7]. Решение данной задачи осуществляется применением новой элементной базы с уменьшенными габаритными размерами, а также более плотного размещения элементов на печатной плате.

Однако в связи с увеличением вычислительной мощности электронных средств при одновременном уменьшении их габаритных размеров возникает проблема обеспечения тепловой и электромагнитной совместимости печатной платы. Уменьшение габаритных размеров электронных средств и рост потребляемой мощности для достижения более высокой производительности приводят к ужесточению требований к тепловой совместимости электронных средств. Увеличение вычислительной мощности достигается за счет увеличения тактовых частот, что совместно с плотным размещением элементов на печатной плате вызывает искажения и отражения сигналов или возникновение помех в цепях питания. Данные виды помех относятся к электромагнитной совместимости [8–17].

Решение проблем тепловой и электромагнитной совместимости печатной платы электронных средств необходимо осуществлять на этапе проектирования печатной платы, так как доработка электронных средств на последующих этапах приводит к значительным временным и финансовым затратам. Из-за игнорирования проблем тепловой и электромагнитной совместимости возникают сбои при функционировании изделия или происходит полный выход его из строя.

Проектирование печатной платы с большим объемом исходных данных (количество элементов более 1000 шт., плотность размещения элементов на печатной плате более 80 %) является сложной, NP-полной задачей. Необходимо также обеспечение тепловой и электромагнитной совместимости при проектировании печатной платы.

Проектирование печатной платы осуществляется поэтапно. На первом этапе элементы размещают на печатной плате, на втором проводят трассировку межсоединений печатной платы. Для качественного проектирования печатной платы выполнение данных этапов необходимо автоматизировать, что позволит сократить сроки проектирования печатной платы и за счет применения специализированных критериев качества повысить качество электронных средств.

В данной статье рассматривается автоматизация этапа размещения элементов на печатной плате электронных средств для летательного аппарата.

Целью работы является повышение эффективности и качества автоматизированного размещения элементов на печатной плате электронных средств с учетом тепловой и электромагнитной совместимости.

Для решения NP-полной задачи автоматизированного размещения элементов на печатной плате с учетом тепловой и электромагнитной совместимости необходимо применение особых методов поиска луч-

шего решения и специализированных критериев качества [18]. Предлагается применение методики автоматизированного размещения элементов, основанной на применении двухуровневого генетического алгоритма, позволяющего обеспечить нахождение оптимального решения за приемлемое время, а также на использовании критериев тепловой и электромагнитной совместимости, что повышает качество печатной платы.

В данной работе для обеспечения качественного автоматизированного размещения элементов на печатной плате применяются следующие критерии качества:

- минимум суммарно взвешенной длины соединений:

$$F_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n c_{ij} d_{ij} \rightarrow \min ,$$

где c_{ij} – количество связей между элементами; d_{ij} – расстояние между элементами;

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (|z_i - z_j| h_{\text{пп}})^2} ,$$

где $(x_i; y_i)$, $(x_j; y_j)$ – координаты i -го и j -го элементов, z_i , z_j – сторона размещения i -го и j -го элементов на печатной плате (0 – лицевая, 1 – обратная); $h_{\text{пп}}$ – толщина печатной платы.

- критерий тепловой совместимости:

$$F_{\text{термо}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n \frac{P_i + P_j}{R_{ij}} \rightarrow \min ,$$

где P_i , P_j – мощности тепловыделения i -го и j -го элементов;

$$R_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2} ,$$

где $(x_i; y_i; z_i)$, $(x_j; y_j; z_j)$ – координаты i -го и j -го элементов;

- критерий электромагнитной совместимости:

$$F_{\text{ЕМС}} = \rho(f) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{y_{mn} c_{mn}(X_s, Y_s) c_{mn}(X_f, Y_f) W_z / (W_x W_y)}{\frac{\varepsilon \omega}{Q} + j \left(\varepsilon \omega - \frac{k_{xm}^2 + k_{yn}^2}{\omega \mu} \right) + \frac{y_{mn} W_z}{W_x W_y} S_{Nc}} \rightarrow \min ,$$

где m , n – распространяющиеся моды; X_s , Y_s – координаты размещения источника питания; X_f , Y_f – координаты размещения нагрузки; μ – абсолютная магнитная проницаемость;

$$y_{mn} = \begin{cases} 1, m = 0 \text{ и } n = 0; \\ 2, (m \neq 0 \text{ и } n = 0) \text{ или } (m = 0 \text{ и } n \neq 0); \\ 4, m \neq 0 \text{ и } n \neq 0; \end{cases}$$

$$c_{mn}(X_i, Y_i) = \cos(k_{xm} X_i) \cos(k_{yn} Y_i) \text{sinc}\left(\frac{k_{xm} A_{xi}}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{k_{yn} B_{yi}}{2}\right);$$

$$k_{xm} = \frac{\pi m}{W_x}; k_{yn} = \frac{\pi n}{W_y}; \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r ,$$

где ε – абсолютная диэлектрическая постоянная; ε_0 – электрическая постоянная; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость;

$$\omega = 2\pi f ,$$

где ω – угловая частота;

$$Q = \left[\operatorname{tg} \delta + \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 k W_z^2}} \right]^{-1};$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; μ_0 – магнитная постоянная; k – удельная электропроводность;

$$S_{N_c} = \sum_{i=1}^{N_c} \frac{c_{mn}^2 (X_{c_i}, Y_{c_i})}{\rho_{c_i}},$$

где N_c – количество конденсаторов; X_{c_i} , Y_{c_i} – координаты размещения i -го конденсатора; ρ_{c_i} – комплексное сопротивление i -го конденсатора;

$$\rho_c = -\frac{j}{2\pi f C},$$

где j – мнимая единица; f – частота, Гц; C – емкость конденсатора, Ф.

Рассмотрим процесс автоматизированного проектирования печатной платы. Для формирования методики автоматизированного размещения элементов на печатной плате необходимо рассмотреть весь процесс автоматизированного проектирования печатной платы. Схема приведена на рис. 1.

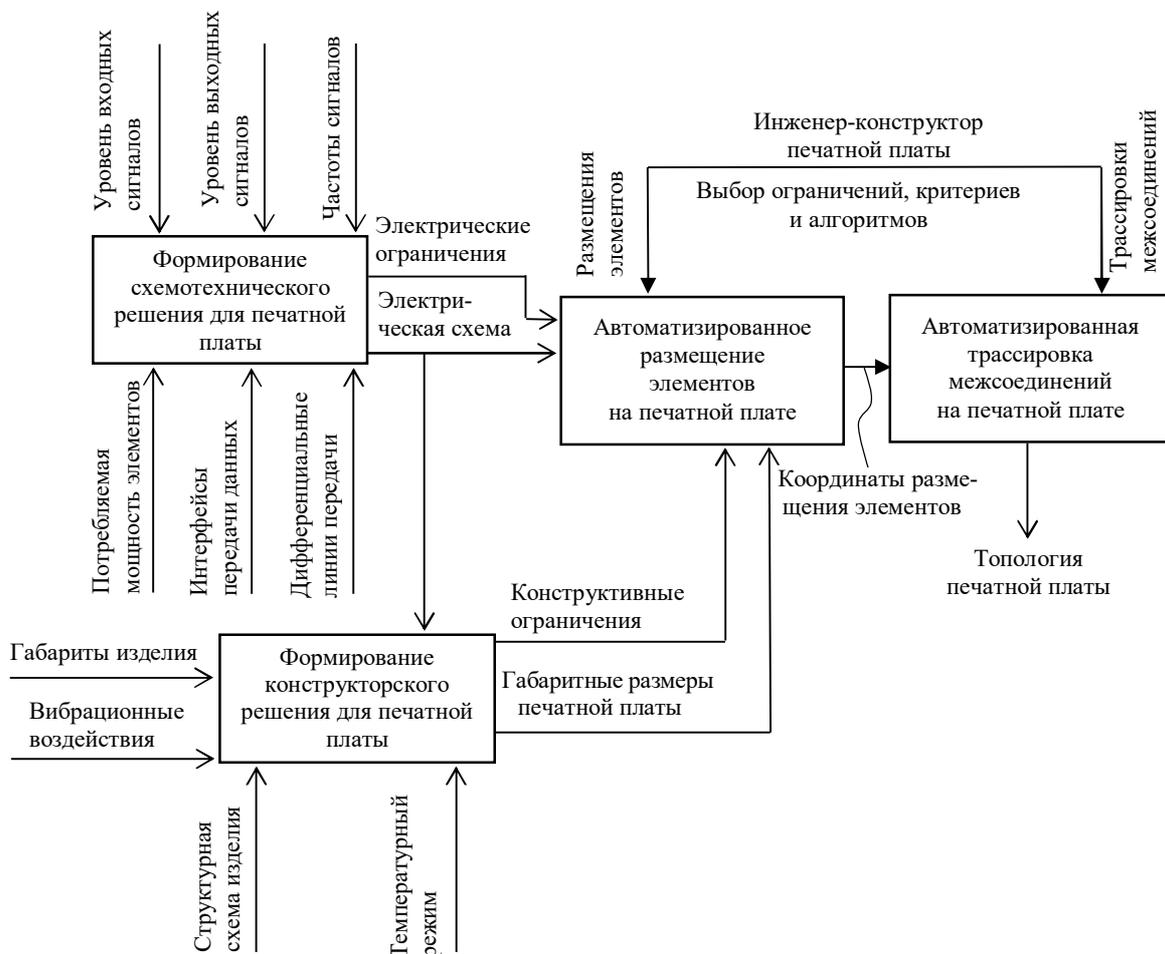


Рис. 1

Для формирования решения автоматизированного размещения элементов на печатной плате, а именно получения координат размещения элементов на печатной плате, необходимо наличие исходных данных – электрической схемы печатной платы; ограничений, связанных с электрическими параметрами

элементов; габаритных размеров печатной платы; конструктивных ограничений, обусловленных особенностями корпуса устройства.

В рамках процесса автоматизированного размещения элементов на печатной плате рассматривается этап формирования схемотехнического решения для печатной платы. Данный этап включает разработку электрической схемы печатной платы и определение ограничений, обусловленных электрическими параметрами элементов. Исходные данные проекта формируются на основе технического задания на устройство или частного технического задания, разработанного применительно к печатной плате.

После завершения формирования схемотехнического решения для печатной платы переходим к этапу автоматизированного размещения элементов на ней. На этом этапе получаем исходные данные в виде электрической схемы и ограничений, обусловленные электрическими параметрами элементов, что будет учитываться при размещении элементов. Также электрическая схема используется как исходные данные для формирования конструкторского решения для печатной платы.

На этапе формирования конструкторского решения для печатной платы определяются габаритные размеры проекта печатной платы и формируются ограничения, связанные с конструктивными особенностями изделий.

Этап автоматизированного размещения элементов на печатной плате заключается в нахождении оптимальных координат размещения элементов на печатной плате.

Ввиду того что функциональность печатной платы обусловлена соблюдением требований по тепловой и электромагнитной совместимости, разработка методики автоматизированного размещения элементов на печатной плате электронных средств с учетом тепловой и электромагнитной совместимости на основе двухуровневого генетического алгоритма является актуальной задачей.

Структура методики автоматизированного размещения элементов на печатной плате приведена на рис. 2.

На этапе формирования исходных данных проекта необходимо определить исходные данные для размещения элементов на печатной плате.

Электрическую принципиальную схему необходимо привести к виду ненаправленного мультиграфа, в котором каждому элементу в соответствие ставится вершина графа, связи между элементами определяются ребрами графа; количество связей – вес соответствующего ребра.

После формирования исходных данных проекта необходимо выполнить оценку плотности размещения элементов на печатной плате. Плотность размещения элементов на плате можно выразить в процентном отношении суммарной площади размещаемых элементов к общей площади монтажной плоскости согласно выражению

$$q = \frac{\sum_{i=1}^{el} S_i}{S_{мп}} 100 \%,$$

где q – плотность размещения элементов; S_i – площадь i -го элемента; $S_{мп}$ – площадь монтажной плоскости печатной платы; el – количество элементов, подлежащих размещению.

Возможен случай, при котором $q > 100 \%$, что свидетельствует о недостаточной площади монтажной плоскости печатной платы. Размещение элементов на плате невозможно, и необходим пересмотр исходных данных проекта.

На первом уровне предлагаемой методики автоматизированного размещения элементов на печатной плате происходит формирование суперэлементов и их размещение на печатной плате с учетом критериев минимума суммарно взвешенной длины и тепловой совместимости и ряда ограничений (размещение элементов в фиксированные позиции, непересечение суперэлементов, отсутствие суперэлементов в запретных для размещения зонах).

На втором уровне предлагаемой методики для автоматизированного размещения элементов на печатной плате производится размещение элементов внутри суперэлементов. Данное размещение элементов осуществляется с применением критериев качества – минимума суммарно взвешенной длины и электромагнитной совместимости.

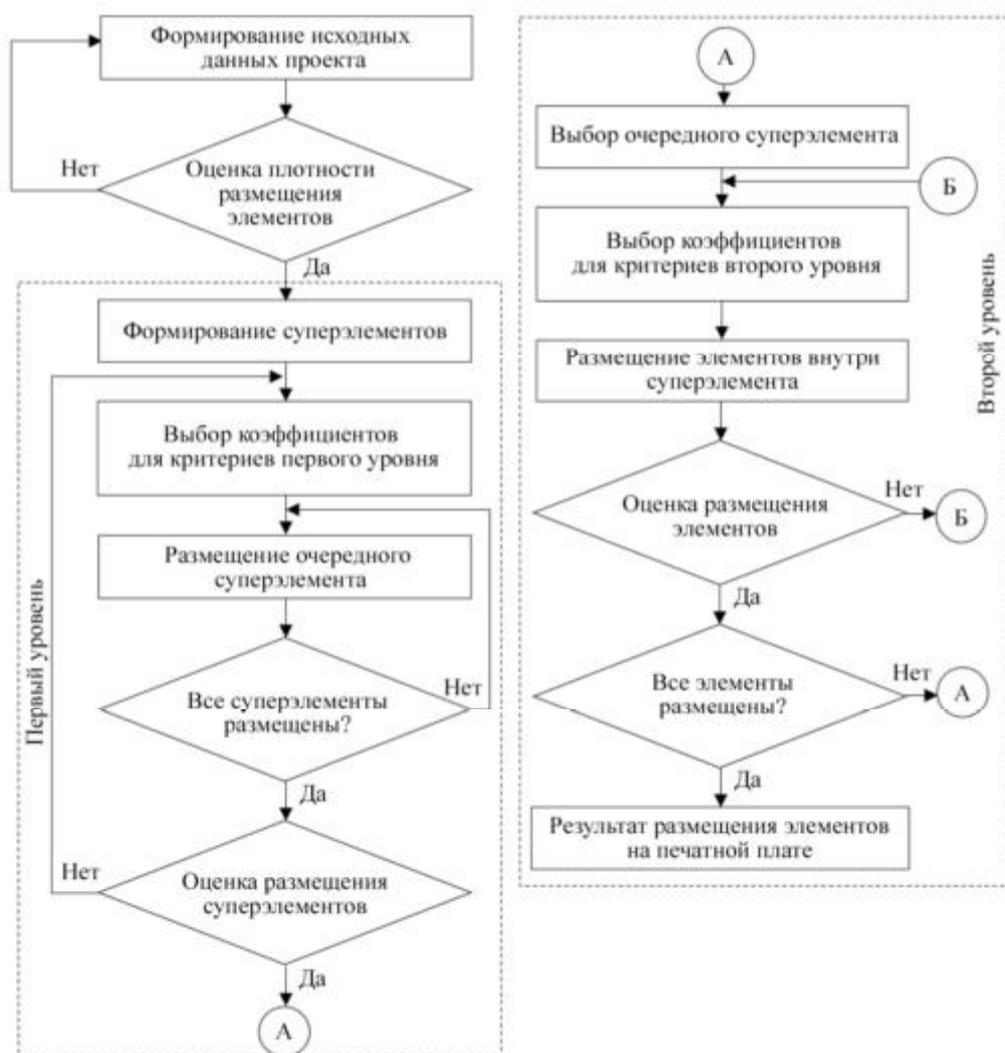


Рис. 2

Для экспериментального исследования методики с целью подтверждения эффективности проводилась ее апробация на практическом примере – материнской плате с большим объемом исходных данных. В качестве центрального элемента используются процессоры российского производства «Эльбрус 16С». Основные интерфейсы, используемые на данной материнской плате, – интерфейс Ethernet 10 Гбит стандарта 10GBASE-KR; интерфейс Ethernet стандарта 10/100/1000 Base-T (2 шт.); интерфейс USB 3.0 (2 шт.); интерфейс USB 2.0 (2 шт.); 4 слота интерфейса PCIe 3.0×16; 16 слотов для установки оперативной памяти DDR4-3200.

Количество элементов, подлежащих размещению, составляет 2786, плотность размещения $q = 73 \%$.

На этапе формирования суперэлементов электрическая схема материнской платы, состоящая из 2786 элементов, приведена к 87 суперэлементам, максимальное количество элементов внутри суперэлемента – 624.

Для критериев первого уровня выбраны следующие значения коэффициентов: $k_t = 0,8$; $k_s = 0,2$. Выбор весовых коэффициентов обусловлен необходимостью учета тепловой совместимости на материнской плате.

На этапе размещения очередного суперэлемента, исходя из рекомендаций к методике, выбраны следующие управляющие параметры генетического алгоритма: размер популяции хромосом – 870, значение условия остановки – 870, вероятность мутации – 0,2. Результат размещения суперэлементов на печатной плате приведен на рис. 3.

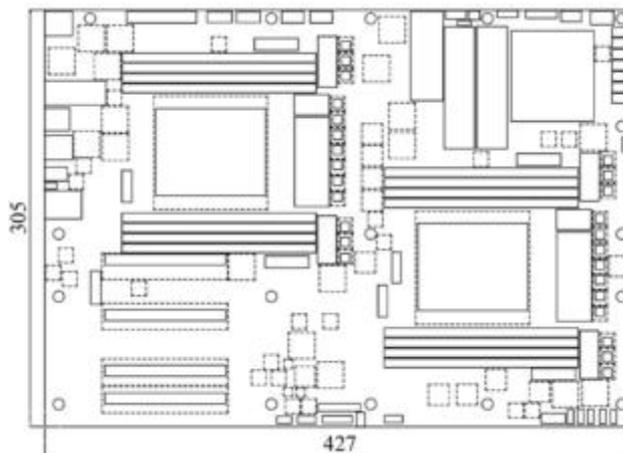


Рис. 3

С целью верификации полученного решения с точки зрения тепловой совместимости проведено моделирование тепловых процессов на печатной плате. По результатам теплового моделирования печатной платы, отсутствует перегрев микросхем, за исключением микросхемы процессора, на который согласно конструкции изделия предполагается установка дополнительного радиатора. Таким образом, результат автоматизированного размещения суперэлементов является приемлемым для дальнейшего размещения элементов на печатной плате.

Следующий этап – выбор коэффициентов для критериев второго уровня. Для обеспечения целостности питания микросхем процессора и памяти по критерию электромагнитной совместимости выбирают весовые коэффициенты $k_{EMC} = 0,9$ и $k_s = 0,1$ для суперэлементов с данными микросхемами. Для остальных суперэлементов выбраны следующие значения: $k_{EMC} = 0,6$; $k_s = 0,4$.

При размещении элементов внутри суперэлемента управляющие параметры генетического алгоритма подбираются с учетом рекомендаций к методике. Для суперэлемента с максимальным количеством элементов, равным 624, управляющие параметры устанавливаются следующим образом: размер популяции хромосом – 6240, значение условия остановки – 6240, вероятность мутации – 0,2.

С целью верификации полученного результата размещения элементов на печатной плате относительно целостности питания для микросхем процессора и памяти производилось моделирование входного импеданса для цепей питания.

Приведем результат моделирования входного импеданса цепи питания для микросхемы процессора (рис. 4) и микросхем памяти (рис. 5).

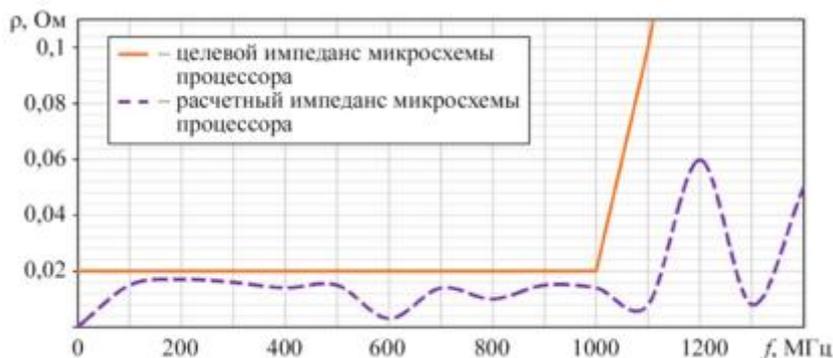


Рис. 4

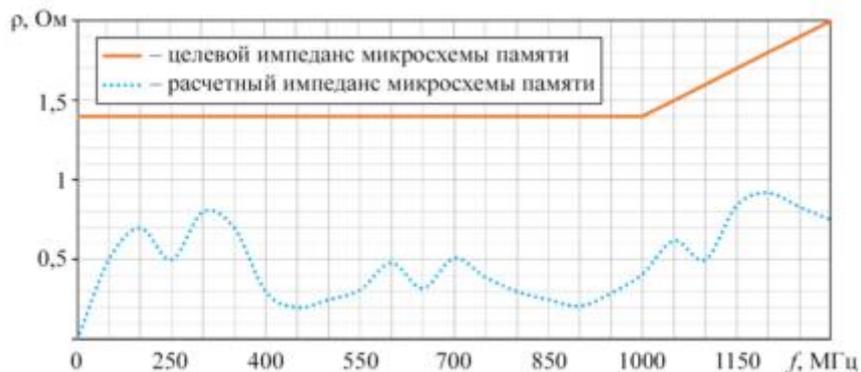


Рис. 5

Таким образом, результаты проведенного моделирования тепловых процессов на печатной плате и входного импеданса цепей питания позволяют использовать полученное автоматизированное размещение элементов на печатной плате на этапе трассировки.

По результатам данной работы можно сделать следующие выводы.

Апробация методики автоматизированного размещения элементов на печатную плату электронного средства с учетом тепловой и электромагнитной совместимости на реальных проектах подтверждает эффективность предложенного в работе подхода к решению задачи размещения элементов на плату: время, затрачиваемое на размещение элементов на печатную плату, сократилось в 5–10 раз в сравнении с размещением элементов на плату вручную.

Благодаря применению разработанной методики автоматизированного размещения элементов на печатную плату электронного средства с учетом тепловой и электромагнитной совместимости повысились качественные показатели реальных проектов печатных плат по критериям тепловой и электромагнитной совместимости (до 10 % в сравнении с размещением элементов на плату вручную).

Реализованные проекты печатных плат подтверждают возможность применения методики автоматизированного размещения элементов на печатную плату электронного средства с учетом тепловой и электромагнитной совместимости при проектировании печатных плат.

Работа выполнена в рамках соглашения № 075-03-2023-032 от 16.01.2023 (шифр FZSU-2023-0004).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трохов Д. А., Туркин И.К. К вопросу проектирования беспилотного летательного аппарата для решения разведывательных задач на море // Тр. МАИ [Электронный журнал]. 2014. № 78. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=53735> (дата обращения: 25.11.2024).
2. Билецкая В.В. и др. Обоснование оптимальной размерности беспилотного летательного аппарата для решения задачи обнаружения пожаров в лесном массиве. Мониторинг сектора лесного массива заданного размера (часть 1) // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России. 2023. № 1 (157). С. 28–34.
3. Павлов М.С. и др. Оптимальное проектирование корпуса беспилотного летательного аппарата // Вестник Томского государственного университета. Математика и механика. 2021. № 73. С. 71–80.
4. Кириллов В.Ю., Слипаченко А.А. Проектирование бортовой кабельной сети перспективного летательного аппарата // Тр. МАИ [Электронный журнал]. 2012. № 59. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=34842> (дата обращения: 25.11.2024).
5. Кретов А.С., Шатаев П.А. К оценке массы фюзеляжа самолета при переходе на композиционные материалы // Изв. вузов. Авиационная техника. 2020. № 3. С. 17–26.
6. Федоров И.И. Комплекс конструктивных составляющих и метод предварительного определения массы фюзеляжа вертолета // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 4. С. 188–194.
7. Бакулин В.Н. Влияние размеров прямоугольных в плане вырезов и модуля упругости подкрепляющих закладных элементов на напряженно-деформированное состояние трехслойных отсеков // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 2. С. 11–21.
8. Уайт К., Рентюк В. Особенности конструирования печатных плат с выполнением требований по ЭМС // Компоненты и технологии. 2019. № 6. С. 121–128.

9. Ромащенко М.А. Методика анализа помехоустойчивости печатных плат при проектировании РЭС с учетом ЭМС // Радиотехника. 2014. № 3. С. 92–95.
10. Глотов В.В., Ромащенко М.А. Оптимизация радиоэлектронных устройств по критериям внутри-аппаратурной электромагнитной совместимости // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. № 4. С. 103–107.
11. Аверин С.В. и др. Обеспечение электромагнитной совместимости бортовых кабелей беспилотных летательных аппаратов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2017. № 3. С. 113–117.
12. Гизатуллин З.М., Шлеймович М.П. Методика исследования кондуктивных помех от энергетических устройств самолета на этапе его модернизации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 1. С. 142–147.
13. Кирсанов Ю.А. и др. Об измерении времени тепловой релаксации в переходных термических процессах твердых тел // Изв. вузов. Авиационная техника. 2015. № 3. С. 3–8.
14. Тушцев А.И. и др. Исследование тепловых режимов печатных плат радиоэлектронных средств и вычислительной техники при конвекционном и радиационном теплообменах // Вестник НГИЭИ. 2014. № 12 (43). С. 88–93.
15. Цитина Н.В., Хорошайлов Р.Н., Турецкий И.А. Оптимизация теплового режима узла на печатной плате с использованием байесовского подхода // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. № 6. С. 78–86.
16. Аксянов Р.А. и др. Рекомендации по повышению эффективности систем охлаждения радиоэлектронного оборудования // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 2. С. 107–112.
17. Попов И.А. и др. Системы охлаждения электронных устройств на основе оребренных тепловых труб // Изв. вузов. Авиационная техника. 2015. № 3. С. 57–62.
18. Макеев П.А. Двухстороннее автоматизированное размещение элементов на гибко-жесткой печатной плате на основе двухуровневого генетического алгоритма // Изв. СПбГЭТУ ЛЭТИ. 2021. № 5. С. 28–36.

Поступила в редакцию 25.12.24

После доработки 26.12.24

Принята к публикации 26.12.24

Automated Placement of Elements on a Printed Circuit Board of an Aircraft Electronic Device

P.A. MAKEEV, I.R. MUZAFAROV, AND S.F. CHERMOSHENTSEV

Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

The quality criteria were developed to solve the problem of automated placement of elements on the printed circuit board in the aircraft electronic device. A technique for automated placement of elements on the printed circuit board in the electronic device was developed taking into account the thermal and electromagnetic compatibility. The proposed technique was tested by a practical example.

Thermal compatibility, electromagnetic compatibility, printed circuit board, genetic algorithm, automated placement of elements

Исследование процесса вытяжки для получения сферообразных днищ

Проанализирован процесс вытяжки применительно к изготовлению крупногабаритных сферических днищ на производстве. Приведены этапы компьютерного моделирования в программном продукте QForm для исходной заготовки из алюминиевого сплава 1580 толщиной 1,5 мм и диаметром 426,9 мм с указанием основных параметров процесса – модели материала, механических характеристик материала заготовки, типа элементов, кинематических нагрузок, условий контактного взаимодействия элементов и т. д. Установлено распределение толщины на сферической части поверхности днища. Использован комплексный метод, включающий сравнение результатов, полученных в экспериментальном штампе и при моделировании.

Е.Г. ДЕМЬЯНЕНКО,

д-р техн. наук,

Ю.С. ОХАПКИН,

аспирант

(Самарский университет,

Самара)

yura_ohapkin.63@mail.ru

Вытяжка, сферообразное днище, QForm, моделирование, толщина, гофрообразование

Разработка высокотехнологичных ракет-носителей нового поколения различных классов (сверхлегкие, легкие, средние, тяжелые повышенной грузоподъемности, сверхтяжелые) направлена на использование экологичного топлива, перспективных материалов, многоразовых ступеней и других проектных решений. Важным конструктивным элементом являются длинномерные баки горючего и окислителя, обеспечивающие функционирование ракетносителей. Конструкция баков выполняется из оболочек различного вида – цилиндрических стенок и днищ, представляющих собой сферические, полусферические, торосферические сегменты [1, 2]. Основными используемыми материалами в аэрокосмическом производстве являются алюминиевые сплавы АМгБМ и вновь внедряемые сплавы 1570, 1580.

Из-за высокой жесткости при минимальной массе и значительных габаритах к конструкции днищ баков предъявляются повышенные требования по точности геометрического контура, минимизации разнотолщинности детали, определяемой величиной утонения, отсутствию гофрообразования и упругой отдачи. Согласно данным требованиям необходимо равномерно распределять толщины по всей сферической части днища, учитывать количество технологических операций, рациональный раскрой материала, наличие уникального и специализированного оборудования [3, 4]. Для изготовления подобных днищ необходима сложная штамповая оснастка, производство которой связано с высокой трудоемкостью и затратами, что повышает себестоимость конечного изделия.

Объектом исследования является процесс вытяжки применительно к сферообразному днищу со следующими размерами: радиус сферы – 1500 мм, толщина – 13 мм, высота – 900 мм (рис. 1).

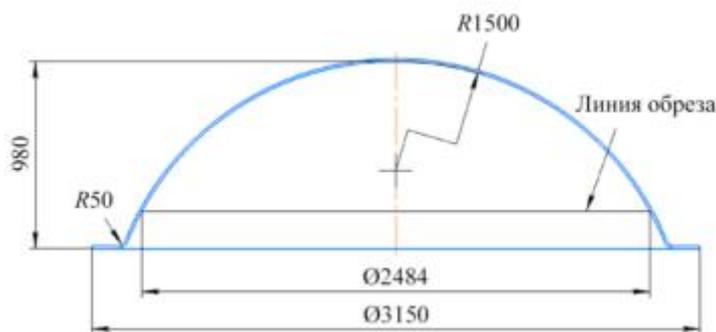


Рис. 1

При реализации технологий, основанных на процессах вытяжки, обжима, раздачи или их совмещения, деформация днищ происходит в условиях плоского разноименного напряженно-деформированного состояния, характеризующегося формированием сжимающих напряжений. Из-за сжимающих напряже-

ний, даже небольших, возможно гофрообразование. При выборе процесса вытяжки в качестве метода необходимо учитывать вероятность потери устойчивости заготовки между начальной и завершающей стадией вытяжки; вероятность появления складок, гофр, что недопустимо согласно требованиям, предъявляемым к днищам. Для изготовления и моделирования экспериментальной оснастки, определения ее габаритов был использован принцип подобия [5].

Чтобы экстраполировать лабораторные закономерности и полученные данные на реальные производственные условия, необходимо соблюдать подобие реализуемых процессов. Это подразумевает пропорциональность соответствующих размеров натурной системы и модели, при этом их отношение остается постоянной величиной. При проведении эксперимента на оборудовании элементы заготовки и оснастки приходят в движение. Все точки этих элементов при наличии геометрического подобия должны перемещаться по траекториям, подобным траекториям соответствующих точек реальной системы, проходя геометрически подобные пути. В этом случае добиваются подобия начальных и граничных условий натурной системы и модели. Предполагается, что начальное состояние и состояние на границах подобны, т. е. отношения основных параметров натурной системы и модели в начале процесса, на границах постоянны, и при пластическом деформировании в геометрически подобных системах сохраняются подобные деформации. Возникающие давления деформирования также будут равными, поскольку деформирование осуществляется в одинаковых условиях (одинаковы условия трения между соприкасающимися (контактными) поверхностями деформирующего инструмента и заготовки, химический состав, микро- и макроструктуры, фазовое состояние, степени упрочнения и разупрочнения). При проведении эксперимента используемая заготовка должна сохранять выбранное для натурной системы отношение $S_{\text{заг}}/D < 0,008$ (отношение толщины заготовки к ее большему диаметру), так как ее относительная толщина определяет склонность детали к гофрообразованию, что отражено в формулах теории обработки металлов давлением. В данном случае с учетом ГОСТ 21631-2023 [6] на алюминиевый сплав 1580 толщиной $S_{\text{заг}} = 1,5$ мм коэффициент масштабирования составит 8,67 (рис. 2).

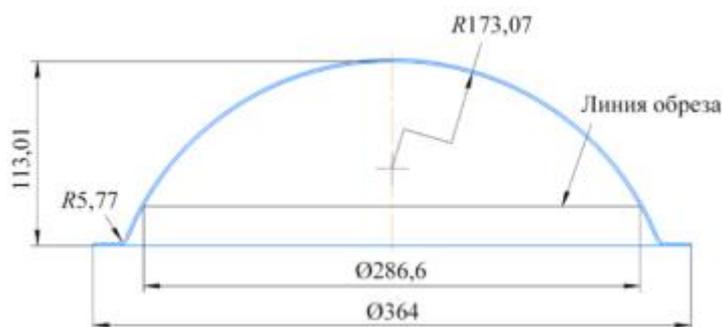


Рис. 2

Для проведения эксперимента была подготовлена цельная листовая заготовка толщиной 1,5–0,15 мм [6] без сварных швов диаметром 426,9 мм. Так как заготовка особо тонкостенная (выполнена в масштабе относительно реальных размеров), то в силу технологических трудностей провести сварку заготовки для модельного штампа практически невозможно из-за высокой вероятности образования деформаций сварных швов, пористости, шлака и трещин. В реальном производстве заготовка для крупногабаритного днища чаще всего изготавливается сваркой (сваркой трением с перемешиванием или аргонодуговой) из нескольких листовых заготовок.

Производственный эксперимент самый трудоемкий и длительный этап исследований. Благодаря использованию методов моделирования процессов формообразования в средах специализированных конечно-элементных программных комплексов (Deform, Nastran, Ls-Dyna, Solid Works Simulation, QForm, Siemens NX) возможно спрогнозировать реакцию металла на воздействие приложенных нагрузок и других допустимых условий деформирования. Моделирование значительно сокращает сроки разработки технологических процессов, время проектирования оснастки и проведения опытных работ. Пакет QForm

позволяет рассмотреть практически все процессы обработки металлов давлением – простую подгибку или осадку заготовки, сложную деформацию многослойных материалов или штамповку взрывом. При этом практически нет ограничений по размерам и формам заготовок, определяются все необходимые параметры (напряженно-деформированное состояние заготовки и инструмента в любой точке и любой момент времени, энергетические параметры процесса, величины усилий и моментов, нормальных и касательных сил, контактные параметры процесса и др.), что необходимо при разработке оптимального технологического процесса и его глубокого анализа. Это значительно расширяет области применения Qform [7–10].

Исходными данными для моделирования процесса вытяжки в программном комплексе QForm являются трехмерные геометрические модели вытяжного перехода или инструмента (пуансона и матрицы), свойства материала заготовки (модуль Юнга, коэффициент Пуассона, плотность, коэффициенты анизотропии, экспериментальная кривая деформирования), технологические параметры процесса (сила прижима заготовки, скорость движения пуансона, коэффициент трения между инструментом и заготовкой).

Геометрия основных рабочих частей (пуансон, прижим, матрица) и габариты заготовки строились с помощью САД-системы АСКОН «КОМПАС-3D» V21 (рис. 3).

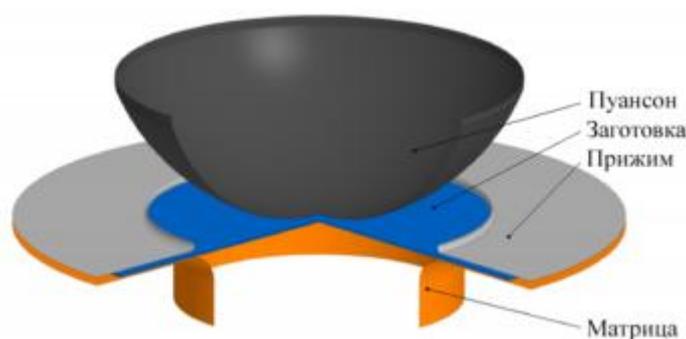


Рис. 3

Далее разработанную геометрию экспортировали, сохраняя в формате *.step. На рис. 4 представлена импортированная геометрия в препроцессор для QForm с созданием сетки.

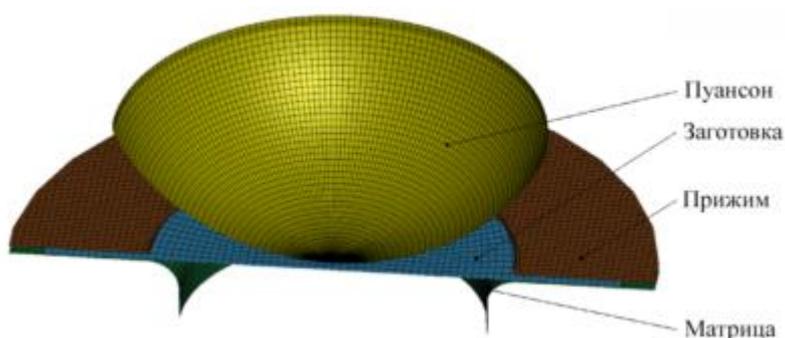


Рис. 4

Препроцессор автоматически разбивает STEP-модель на solid, shell и planar face тела. Матрице, прижиму и пуансону присвоены shell-элементы, solid-тела отсутствуют. Заготовка – это отдельная поверхность Planar face. Позиционирование объектов по оси OZ не требуется, так как изначально импортированная геометрия была спозиционирована в КОМПАС-3D V21. Через команду Mesh была сгенерирована четырехугольная сетка конечных элементов со средней длиной ребра 3 мм (заготовка) и 5 мм (матрица, прижим, пуансон). В качестве модели материала матрицы была выбрана жесткая модель

MAT-RIGID и ограничены все степени свободы. Для пуансона и прижима была выбрана жесткая модель MAT-RIGID и оставлена только одна степень свободы – перемещение по оси OZ , для заготовки – поперечно-анизотропная модель MAT_TRANSVERSELY_ANISOTROPIC_ELASTIC_PLASTIC без ограничения степеней свободы [10]. Между пуансоном, матрицей, прижимом и заготовкой заданы граничные условия с помощью карты FORMING_SURFACE_TO_SURFACE, коэффициент трения между элементами матрицы и деталью, а также прижимом и матрицей равен 0,05, коэффициент трения между элементами пуансона и детали – 0,3.

Свойства материала заготовки задавались с использованием экспериментальной кривой упрочнения сплава 1580, полученной при испытании на растяжение по ГОСТ 1497-84 [11] (рис. 5).

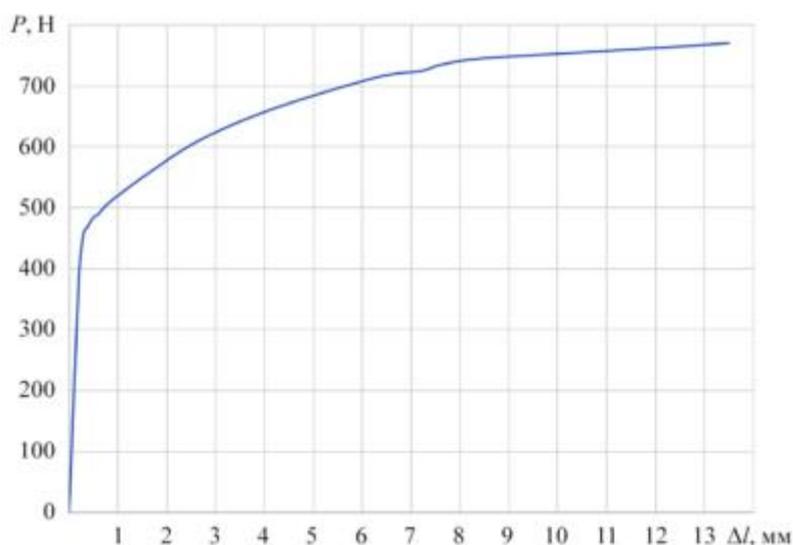


Рис. 5

Экспериментальная кривая была аппроксимирована в кривую зависимости истинных напряжений от деформации [12–14] (рис. 6).

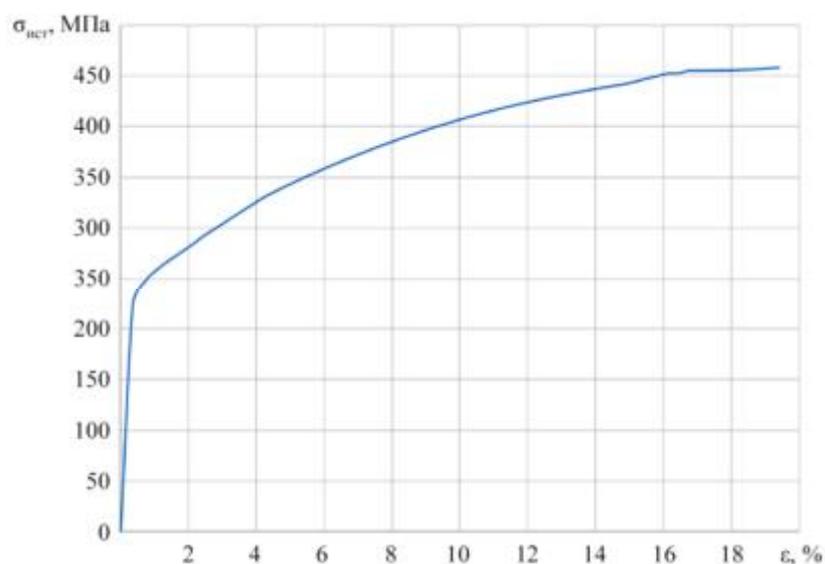


Рис. 6

Для описания свойств материала заготовки толщиной $S = 1,44$ мм из алюминиевого сплава 1580 были введены следующие параметры: плотность алюминиевого сплава – 2710 кг/мм^3 , модуль упругости –

69 ГПа; коэффициент Пуассона – 0,28; коэффициент, учитывающий анизотропию трансверсально-изотропной заготовки, – 0,43.

Штамп содержит пуансон сферический, цилиндрическую матрицу и прижим. Плоскую заготовку располагают на поверхности матрицы и зажимают ее прижимом на верхней плоскости матрицы для удержания фланца и предотвращения гофрообразования. При движении пуансона вниз заготовка вытягивается в полость матрицы по радиусной части.

Приведем результаты моделирования.

На рис. 7 представлено распределение интенсивности напряжений, на рис. 8 – распределение толщин по сечению детали.



Рис. 7

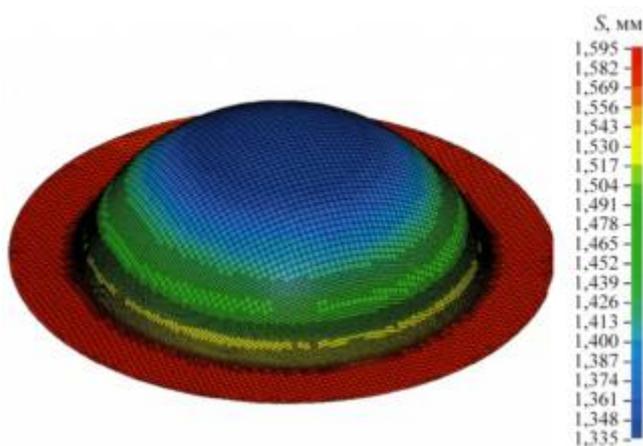


Рис. 8

Согласно полученным результатам моделирования интенсивность напряжений максимальна в радиусной зоне перехода сферической поверхности детали и ее фланцем и составляет не более 242 МПа. Разрушения детали не происходит, так как временное сопротивление разрыву материала 1580 составляет 360 МПа [6].

Минимальная толщина детали (1,335 мм) по результатам моделирования наблюдается около ее донной части. По полученным значениям толщин по сечениям детали можно сделать вывод о равномерном распределении толщины. Возникшее утолщение на фланце составило 1,569–1,595 мм.

Были проведены для четырех переходов замеры толщин в пяти точках (рис. 9) сечения дна, полученного в экспериментальном штампе.

Значения толщин математического моделирования и опытной штамповки в экспериментальном штампе первого, второго, третьего и четвертого переходов вытяжки представлены в таблице.

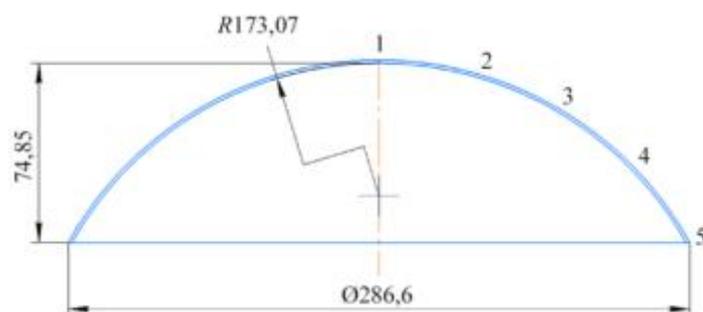


Рис. 9

Процесс с утонением	Толщина днища в точках, мм					Диаметр фланца, мм
	1	2	3	4	5	
	Первый переход					
Моделирование/утонение, %	1,34/6,94	1,36/5,56	1,38/4,17	1,41/2,08	1,43/0,69	415
Эксперимент/утонение, %	1,36/5,56	1,355/6,25	1,365/5,21	1,38/4,17	1,41/2,08	420
Погрешность, %	1,39	0,69	1,04	2,08	1,39	1,19
	Второй переход					
Моделирование/утонение, %	1,34/6,94	1,36/5,56	1,37/4,86	1,41/2,08	1,44/0	397,4
Эксперимент/утонение, %	1,34/6,94	1,33/7,64	1,35/6,25	1,38/4,17	1,43/0,69	400
Погрешность, %	0	2,08	1,39	2,08	0,69	0,83
	Третий переход					
Моделирование/утонение, %	1,33/7,64	1,33/7,64	1,35/6,25	1,38/4,17	1,44/0,00	377,5
Эксперимент/утонение	1,32/8,33	1,305/9,38	1,325/7,99	1,345/6,60	1,39/3,47	390
Погрешность, %	0,69	1,74	1,74	2,43	3,47	2,56%
	Четвертый переход					
Моделирование/утонение, %	1,33/7,64	1,33/7,64	1,37/4,86	1,41/2,08	1,45/-0,69	361,8
Эксперимент/утонение, %	1,32/8,33	1,295/10,07	1,325/7,99	1,37/4,86	1,395/3,13	370
Погрешность, %	0,69	2,43	3,13	2,78	3,82	1,08

Значения сравнили с результатами моделирования в программном продукте.

Графики распределения толщин по сечению детали на основании экспериментальных данных и данных, полученных в программном продукте QForm, по первому переходу вытяжки представлены на рис. 10, второму переходу – на рис. 11, третьему переходу – на рис. 12, четвертому переходу – на рис. 13.

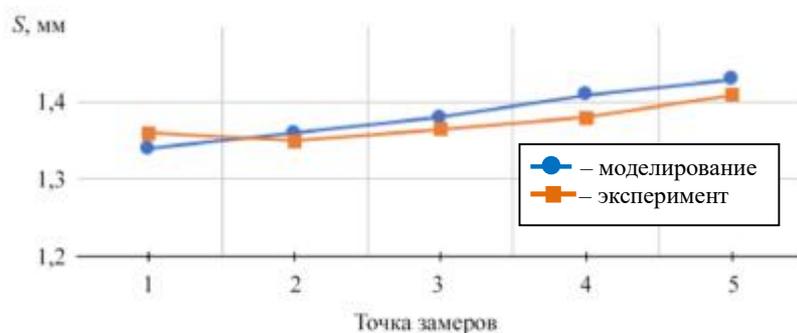


Рис. 10

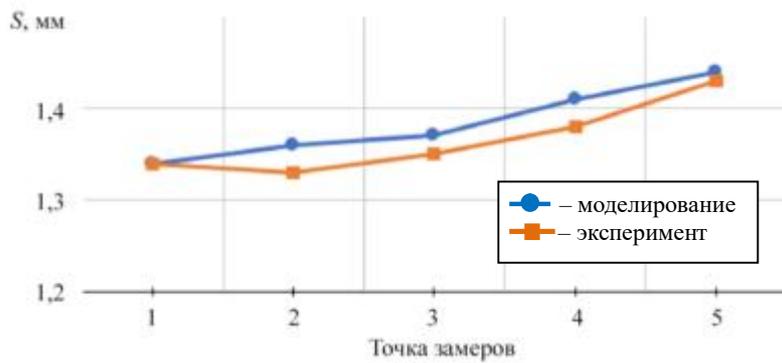


Рис. 11

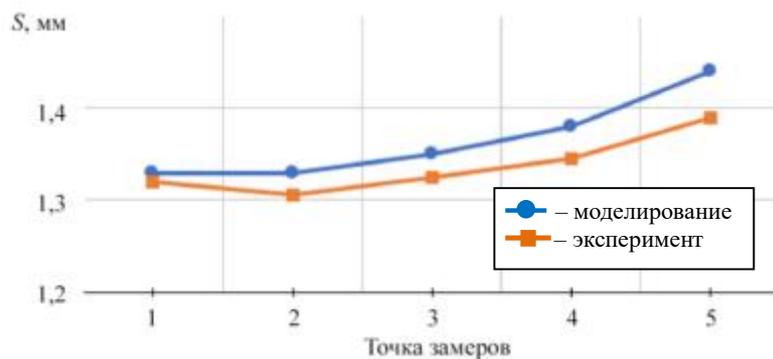


Рис. 12

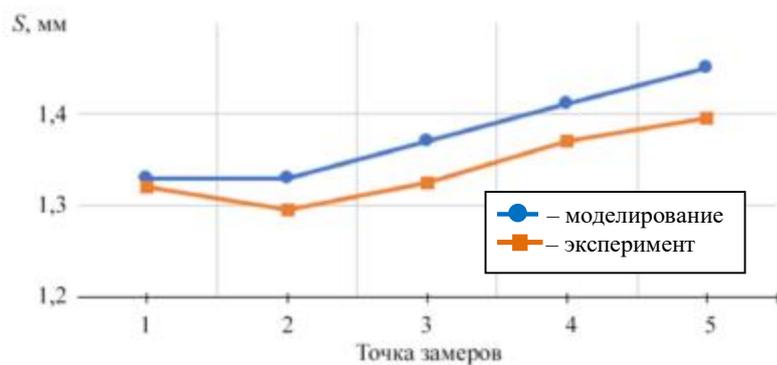


Рис. 13

Основное отличие математической модели, полученной в программном продукте, от детали, полученной экспериментально, заключается в распределении толщин на фланце. Разница утолщения фланцевой части заготовки в сферическую увеличивалась и составила 5,55 % на третьем переходе вытяжки. Утонение в максимальной точке на донной поверхности составило не более 10,1 % от изначальной толщины заготовки, однако разнотолщинность по сферической части днища не превышает 5,37 %. Рассмотренный механизм и анализ напряженно-деформированного состояния заготовки в процессе формообразования позволяют реализовать процесс вытяжки для производства сферообразных днищ.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 21-19-00454.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мошин Е.Н. Технология штамповки крупногабаритных деталей. М.: Машиностроение, 1973. 240 с.
2. Замираева Ю.В. Гофрообразование при листовой штамповке тонкостенного стакана // Уральская школа молодых металлургов: Сб. материалов и докладов 19-й Междунар. науч.-техн. Уральской школы-семинара металлургов молодых ученых, г. Екатеринбург, 19–23 нояб. 2018. Екатеринбург: Уральский федеральный ун-т, 2018. С. 522–525.

3. Малащенко А.Ю. Исследование технологических возможностей процесса формообразования длинномерных обшивок сочетанием гибки-прокатки и дробеударной обработки // Изв. вузов. Авиационная техника. 2016. № 2. С. 92–96.
4. Гречников Ф.В. Деформирование анизотропных материалов. М.: Машиностроение, 1998. 448 с.
5. Крамаренко Н.В. Методы подобия в механике. Анализ уравнений: Новосибирск: НГТУ, 2018. 124 с.
6. ГОСТ 21631-2023. Листы из алюминия и алюминиевых сплавов. Технические условия. М.: Российский институт стандартизации, 2023. 42 с.
7. Ло Синь, Евсюков С.А., Юй Чжунци. Исследования процесса вытяжки в коническую матрицу // Изв. Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. № 9. С. 513–520.
8. Демьяненко Е.Г. Исследование процесса формовки тонкостенных деталей из плоской заготовки с минимальной разнотолщиной // Изв. вузов. Авиационная техника. 2019. № 3. С. 127–134.
9. Басов К.А. ANSYS: Справочник пользователя. М.: ДМК, 2005. 639 с.
10. Ильюшин А.А. Пластичность. Упруго-пластические деформации. М.: URSS, 2017. 376 с.
11. ГОСТ 1497-84. Металлы. Методы испытаний на растяжение: Межгосударственный стандарт. М.: Стандартинформ, 2008. 24 с.
12. Menezes L.F., Teodosiu C. Three-Dimensional Numerical Simulation of the Deep Drawing Process Using Solid Finite Elements // Journal of Materials Processing Technologies. 2000. Vol. 97. Iss. 1-3. P. 100–106.
13. Дмитриев А.М., Воронцов А.Л. Аппроксимация кривых упрочнения металлов // Кузнечно-штамповочное производство обработки металлов давлением. 2002. № 6. С. 16–22.
14. Непершин Р.И. Моделирование глубокой вытяжки тонкостенных осесимметричных оболочек // Теоретическая и прикладная механика: Международ. науч.-техн. сб. 2016. № 31. С. 11–16.

Поступила в редакцию 15.12.24

После доработки 12.01.25

Принята к публикации 12.01.25

Investigation of the Drawing Process for Obtaining the Spherical Bottoms

E.G. DEM'YANENKO AND YU.S. OKHAPKIN

Samara National Research University, Samara

The paper analyzes the drawing process in the context of the manufacture of large-sized spherical bottoms in production. The stages of computer modeling in the QForm software product for the initial workpiece made of aluminum alloy 1580 with a thickness of 1.5mm and a diameter of 426.9 mm are given, indicating the main process parameters, such as the material model, mechanical characteristics of the workpiece material, type of elements, kinematic loads, conditions of contact interaction of elements among themselves, etc. The thickness distribution on the spherical part of the bottom surface has been established. A complex method is used in the work including a comparison of the results obtained in an experimental press tool and in modeling.

Deep drawing, spherical bottom, QForm, modeling, thickness, corrugation

Влияние керамического покрытия днища поршня на тепловое состояние деталей двигателя и распределение тепловых потоков в камере сгорания

Методом численного моделирования исследовано влияние покрытия, сформированного на днище поршня по технологии микродугового оксидирования, на тепловое состояние деталей двигателя и распределение тепловых потоков в камере сгорания. Установлено, что покрытие снижает температуру металла поршня, тем самым уменьшая вероятность его прогара, также уменьшается тепловой поток из камеры сгорания.

Н.Ю. ДУДАРЕВА,
д-р техн. наук
(УУНУТ, Уфа)
dudareva.nyu@ugatu.su

Двигатель внутреннего сгорания, поршень, покрытие, микродуговое оксидирование, керамика, температура, тепловые потоки, камера сгорания

Перспективным направлением современного поршневого двигателестроения является повышение мощности проектируемых двигателей внутреннего сгорания. Однако увеличение мощности сопровождается ростом температуры рабочих газов и давления в камере сгорания [1–4]. Из-за высокой температуры рабочих газов возможен перегрев деталей двигателя, а вследствие высокого давления могут разрушиться детали.

Другой важной тенденцией является снижение веса двигателей, что позволяет улучшить их удельные эксплуатационные показатели [5]. Из конструкционных материалов минимальной плотностью характеризуются алюминиевые сплавы. Однако некоторые свойства этих сплавов не вполне удовлетворяют требованиям, предъявляемым к двигателям внутреннего сгорания. У алюминиевых сплавов относительно низкая температура плавления, недостаточная коррозионная стойкость и низкая износостойкость [6, 7].

Из-за использования алюминиевых сплавов в современных двигателях внутреннего сгорания требуется защита поверхностей деталей от негативных воздействий. Как средство защиты могут применяться керамические покрытия, формируемые методом микродугового оксидирования [8–10], характеризующиеся высокой микротвердостью (до 22 ГПа), износостойкостью, теплостойкостью. Кроме этого, покрытия, формируемые методом микродугового оксидирования, имеют низкий коэффициент теплопроводности 0,8–5,5 Вт/(м·К), поэтому возможна защита деталей двигателей от высоких температур и уменьшение вероятности образования прогара [11, 12].

Однако из-за керамических покрытий, защищающих поверхности деталей от износа и прогара, возможно изменение теплового состояния отдельных деталей цилиндропоршневой группы двигателя и характера распределения температур и тепловых потоков в камере сгорания [13, 14]. Влияние таких покрытий на тепловое состояние отдельных деталей двигателей внутреннего сгорания (гильз и поршней) на настоящий момент исследовано достаточно полно [15, 16]. Влияние же данных покрытий на тепловое состояние деталей двигателя в целом и на распределение тепловых потоков в камере сгорания изучено недостаточно, что связано со сложностью расчетов и требованиями учета множества различных факторов (свойств материалов и покрытий, температурных нагрузок, конфигурации деталей камеры сгорания). Однако с помощью современных программ численного моделирования возможно решать подобные задачи [17].

Наиболее часто керамические покрытия наносят на днища поршней двигателя внутреннего сгорания для предотвращения их прогара. В связи с этим была сформулирована цель работы – исследование влияния керамического покрытия днища поршня на тепловое состояние деталей и распределение тепловых потоков в камере сгорания двигателя.

Исследования в данной работе проводились в программе SolidWorks Simulation [18] с широким набором инструментов для различных видов анализа, включая термический. Особенности данной программы являются интегрированность с программой 3D-моделирования SolidWorks [19], большая база материалов и относительная простота использования.

Для проведения моделирования использовались упрощенные 3D-модели деталей поршневого двигателя марки РМЗ-551i [20]. Данный двигатель был выбран в качестве модели в связи с тем, что в ранее проведенных исследованиях были рассчитаны максимальные давление и температура в камере сгорания, а также температура и коэффициенты теплоотдачи для различных поверхностей поршня [16]. Недостающие значения температур и коэффициентов теплоотдачи были рассчитаны по известным методикам.

Сначала была выполнена сборка деталей цилиндропоршневой группы двигателя. Сборка, проводившаяся в программе SolidWorks, состояла из четырех деталей, которые формируют камеру сгорания, – гильзы, поршня, покрытия днища поршня и головки (рис. 1, а). Модель покрытия по форме и размерам повторяла днище поршня. 3D-модели гильзы и головки двигателя были выполнены упрощенно с целью снижения трудоемкости расчетов.

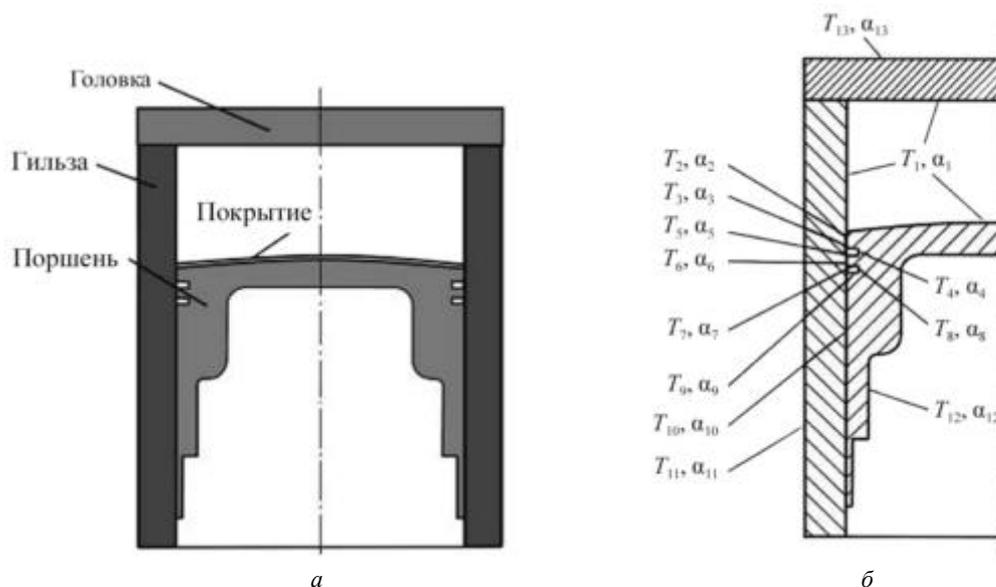


Рис. 1

Для сборки деталей использовались такие типы сопряжения деталей, как концентричность (между поршнем и гильзой, между поршнем и покрытием, между гильзой и головкой), совпадение (между поверхностью покрытия и днищем поршня, между торцевыми поверхностями гильзы и головки), а также сопряжение «расстояние», чтобы расположить поршень на определенном расстоянии от головки (см. рис. 1, а). Поршень располагался на расстоянии 31 мм от головки, что соответствует положению поршня между верхней мертвой точкой и нижней мертвой точкой.

Перед проведением моделирования указывались материалы используемых деталей. Материал поршня – алюминиевый сплав марки М244, который применяется для изготовления реального поршня модельного двигателя [21]. Материал покрытия – керамический материал с коэффициентом теплопроводности 1,6 Вт/(м·К) [11, 12]. Для головки блока использовался алюминиевый сплав марки АК8, для гильзы – сталь марки 30ХГС. Свойства данных материалов, которые задавались и учитывались при проведении расчетов, указаны в табл. 1 [21–23].

Таблица 1

Параметры материалов	Поршень (сплав М244)	Покрытие (керамика)	Гильза (сталь 30ХГС)	Головка сплав (АК8)
Плотность ρ , кг/м ³	2680	2720	7600	2700
Коэффициент теплового линейного расширения, $\alpha_L \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$	2,34	0,52	1,50	2,40
Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м·К)	165,0	1,6	38,0	200,0
Удельная теплоемкость C_p , Дж/(кг·К)	970	1032	440	900

К поверхностям 3D-моделей деталей двигателя прикладывались температурные нагрузки, представленные температурой среды T_i и коэффициентами конвективной теплоотдачи α_i : $T_1 = 141$ К, $\alpha_1 = 592$ Вт/(м²·К); $T_2 = 1413$ К, $\alpha_2 = 148$ Вт/(м²·К); $T_3 = 573$ К, $\alpha_3 = 97$ Вт/(м²·К); $T_4 = 573$ К, $\alpha_4 = 1818$ Вт/(м²·К); $T_5 = 573$ К, $\alpha_5 = 11609$ Вт/(м²·К); $T_6 = 423$ К, $\alpha_6 = 148$ Вт/(м²·К); $T_7 = 423$ К, $\alpha_7 = 97$ Вт/(м²·К); $T_8 = 423$ К, $\alpha_8 = 1818$ Вт/(м²·К); $T_9 = 423$ К, $\alpha_9 = 11609$ Вт/(м²·К); $T_{10} = 473$ К, $\alpha_{10} = 1485$ Вт/(м²·К); $T_{11} = 323$ К, $\alpha_{11} = 1805$ Вт/(м²·К); $T_{12} = 363$ К, $\alpha_{12} = 174$ Вт/(м²·К); $T_{13} = 298$ К, $\alpha_{13} = 2330$ Вт/(м²·К). Схема приложения температурных нагрузок представлена на рис. 1, б.

После того как были заданы температурные нагрузки на поверхности 3D-моделей деталей, перед началом расчетов на деталях была построена сетка конечных элементов. Задавалось высокое качество сетки, построение выполнялось с учетом смешанной кривизны граней.

Исследования осуществлялись поэтапно. На первом этапе расчеты проводились в сборке без покрытия, на втором – в сборке с покрытием поршня толщиной 100 мкм. На третьем этапе толщина покрытия составляла 200 мкм, на четвертом – 300 мкм, на пятом этапе – 400 мкм. Выбранный диапазон толщин основывался на реально возможной толщине покрытия, которую может обеспечить технология микродугового оксидирования.

После проведения расчетов при помощи специального инструмента SolidWorks Simulation – зонда – определялись значения температур в отдельных точках на поверхностях деталей. Зондирование проводилось в двадцати точках, которые располагались на поверхности поршня, гильзы и головки. Схема расположения точек зондирования показана на рис. 2, а. Кроме температур в указанных точках, также методом зондирования определялась плотность теплового потока q_i . Эти данные затем использовались для расчета общего теплового потока через поверхности деталей. Схема тепловых потоков приведена на рис. 2, б.

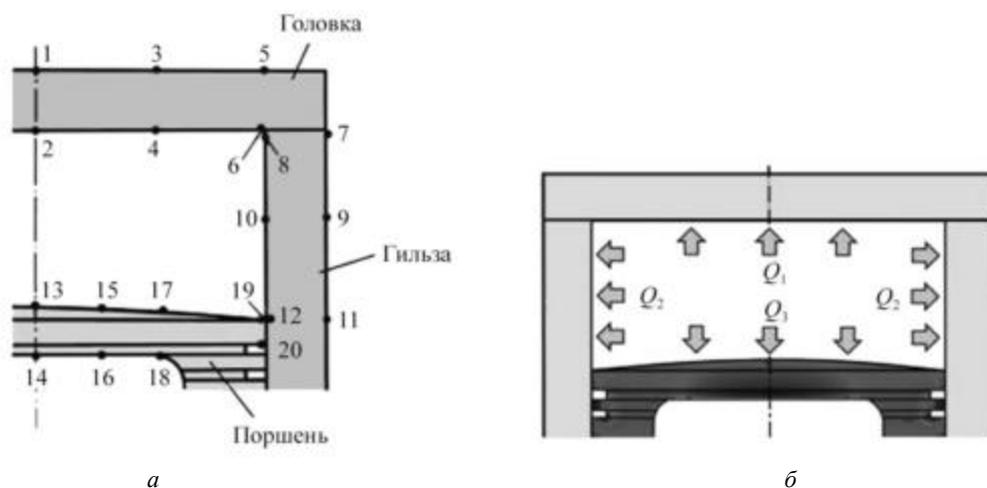


Рис. 2

Для оценки изменения температуры поверхностей деталей измеренные значения температур усреднялись и рассчитывались по следующим формулам:

$$T_{1cp} = \frac{t_2 + 2t_4 + 2t_6}{5}; \quad (1)$$

$$T_{2cp} = \frac{t_8 + t_{10} + t_{12}}{3}; \quad (2)$$

$$T_{3cp} = \frac{t_{13} + 2t_{15} + 2t_{17} + 2t_{19}}{7}, \quad (3)$$

где T_{1cp} , T_{2cp} , T_{3cp} – средние значения температур на внутренней поверхности головки, внутренней поверхности гильзы, внутренней поверхности поршня; t_i – температура в i -й точке измерения, К.

Расчет значения теплового потока через поверхности деталей проводился по следующим формулам:

$$Q_1 = \frac{(q_2 + 2q_4 + 2q_6)S_{\text{гол}}}{5}; \quad (4)$$

$$Q_2 = \frac{(q_8 + q_{10} + q_{12})S_{\text{гильза}}}{3}; \quad (5)$$

$$Q_3 = \frac{(q_{13} + 2q_{15} + 2q_{17} + 2q_{19})S_{\text{п}}}{7}, \quad (6)$$

где Q_1, Q_2, Q_3 – тепловой поток через поверхности головки, гильзы, поршня, Вт; q_i – плотность теплового потока через i -ю точку, Вт/см²; $S_{\text{гол}}, S_{\text{гильза}}, S_{\text{п}}$ – площадь внутренней поверхности головки, гильзы, поршня, см².

При расчете средних значений температур и теплового потока для головки и поршня значения температур и плотностей теплового потока в симметричных точках удваивались (см. уравнения (1), (3), (4), (6)). Для вычисления теплового потока через поверхности использовались предварительно измеренные площади внутренних поверхностей деталей. Площадь поверхности поршня составляла 45,39 см², гильзы – 76,4 см², головки – 45,36 см². Суммарный тепловой поток через поверхности, формирующие объем камеры сгорания Q , Вт, рассчитывался по формуле

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3. \quad (7)$$

Значения температур в точках зондирования, полученные в результате моделирования на деталях двигателя, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Номер точки	Толщина покрытия, мкм					Номер точки	Толщина покрытия, мкм				
	0	100	200	300	400		0	100	200	300	400
	Температура, К						Температура, К				
1	473,3	473,3	474,3	473,3	473,3	11	436,5	438,2	438,8	438,9	439,0
2	496,6	496,6	496,6	496,6	496,6	12	509,6	510,9	512,2	513,5	514,4
3	467,6	468,1	468,1	468,1	468,1	13	665,2	666,2	703,0	714,3	742,3
4	490,3	490,3	490,3	490,3	490,3	14	654,2	649,6	645,2	641,1	637,3
5	447,4	447,2	447,2	447,2	447,2	15	660,6	675,0	693,7	707,1	737,4
6	469,9	469,9	470,0	470,0	469,9	16	649,4	645,3	640,5	637,2	633,4
7	442,5	442,7	442,7	442,7	442,7	17	646,5	654,1	684,3	705,3	719,4
8	470,9	470,8	471,4	470,9	471,7	18	631,5	627,7	624,2	620,9	617,5
9	468,4	468,0	468,0	468,0	468,1	19	629,3	639,8	672,1	700,0	720,2
10	569,6	568,0	568,0	568,0	568,0	20	622,5	619,2	616,0	613,0	610,2

Значения плотностей теплового потока в точках зондирования представлены в табл. 3.

Таблица 3

Номер точки	Толщина покрытия, мкм					Номер точки	Толщина покрытия, мкм				
	0	100	200	300	400		0	100	200	300	400
	Плотность теплового потока, q_i , Вт/см ²						Плотность теплового потока, q_i , Вт/см ²				
1	40,9	40,9	40,9	40,9	40,9	11	25,2	25,2	25,2	25,2	25,2
2	54,1	54,1	54,1	54,1	54,1	12	72,8	68,7	69,3	68,4	67,9
3	41,6	41,7	41,7	41,7	41,7	13	43,7	43,1	41,7	40,9	39,9
4	56,0	55,8	55,8	55,8	55,8	14	1,8	2,4	2,5	1,9	1,6
5	45,6	45,6	45,6	45,6	45,6	15	47,3	43,2	42,0	40,8	39,7
6	111,1	87,5	86,9	89,3	91,5	16	16,7	15,3	15,4	14,3	14,0
7	24,5	24,9	25,2	25,2	25,2	17	56,8	44,5	42,9	41,6	40,4
8	138,7	89,4	88,9	93,2	98,8	18	61,6	58,9	56,3	59,8	53,8
9	27,0	27,0	27,0	27,0	27,0	19	45,8	46,1	44,1	43,0	41,7
10	49,7	49,8	49,8	49,8	49,8	20	20,0	19,2	18,8	18,7	18,0

Изменение температуры внутренних поверхностей деталей в зависимости от толщины покрытия на днище поршня, рассчитанные по формулам (1) – (3), представлены на рис. 3.

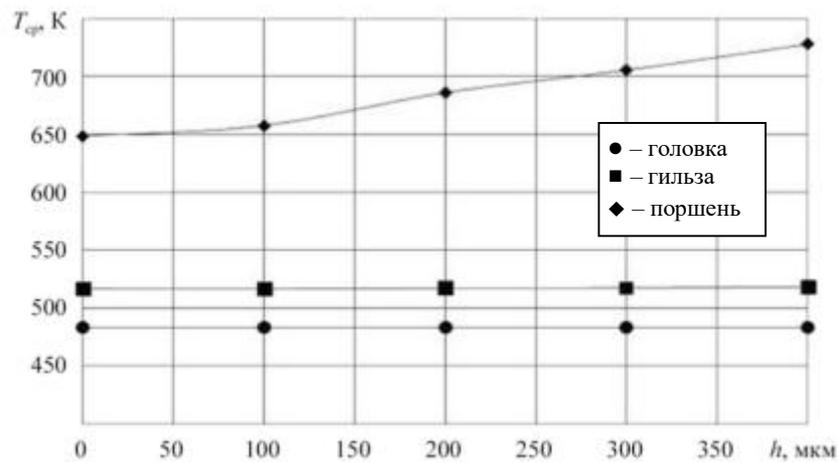


Рис. 3

Согласно полученным данным (см. рис. 3) при использовании покрытия, формируемого методом микродугового оксидирования, увеличилась температура на поверхности поршня (на покрытии). В случае использования покрытия толщиной 400 мкм температура в среднем увеличивается на 80 К. Максимальный прирост температуры наблюдается в точке 19, где ее значение увеличивается на 91 К относительно поверхности поршня без покрытия. Покрытие способствует нагреву и других точек, расположенных на поверхности днища поршня. Этот эффект проявляется вследствие низкой теплопроводности керамического покрытия, в результате поток тепла со стороны камеры сгорания блокируется и поверхность поршня с покрытием нагревается. Однако при этом противоположная поверхность поршня, расположенная со стороны картера, благодаря покрытию становится холоднее в среднем на 15,6 К при толщине покрытия 400 мкм. Наблюдается термоблокирующий эффект керамического покрытия, благодаря чему уменьшается нагрев металла поршня. Покрытие влияет и на температуру других деталей камеры сгорания, но незначительно. Так, при использовании покрытия толщиной 400 мкм температура внутренней поверхности гильзы $T_{2ср}$ увеличилась всего на 1,3 К, а температура внутренней поверхности головки блока $T_{1ср}$ не изменилась.

Влияние толщины покрытия, формируемого методом микродугового оксидирования, на величину суммарного теплового потока через поверхности деталей камеры сгорания, вычисленного по формулам (4) – (7), представлено на рис. 4.

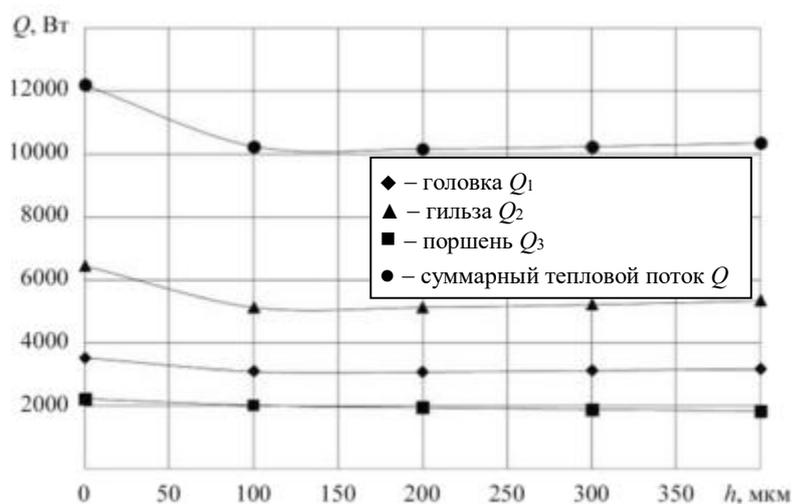


Рис. 4

По результатам расчета тепловых потоков (см. рис. 4), при использовании покрытия днища поршня снижается величина теплового потока через стенки деталей камеры сгорания в среднем на 16 % (примерно 1952 Вт). При этом толщина покрытия на величину снижения теплового потока практически не влияет. В наибольшей степени снижается (на 1238 Вт, или 63,4 %, от общего снижения теплового потока из камеры сгорания) тепловой поток, проходящий через поверхность гильзы. Величина теплового потока, проходящего через поверхность головки, снижается на 410 Вт, что составляет 21 % от общего снижения теплового потока, а через поверхность поршня – на 305 Вт (15,6 %).

Теплота, выделяющаяся при сгорании топлива, расходуется на совершение работы двигателем, а также приводит к увеличению температуры его деталей и отработавших газов. Вследствие уменьшения величины теплового потока из камеры сгорания возможно либо повышение температуры рабочих газов, либо увеличение мощности двигателя. В исследованиях, проводимых в режиме моторных испытаний двигателей с покрытиями, формируемыми методом микродугового оксидирования, на днище поршня наблюдалось повышение мощности примерно на 20 %, при этом поток тепла в поршень снижался приблизительно на 16 % [24, 25]. Эти данные хорошо согласуются с результатами численного эксперимента.

Таким образом, в численных экспериментах показано, что использование покрытия, формируемого методом микродугового оксидирования, на днище поршня является не только эффективным средством защиты поршня от прогара, так как способствует снижению его температуры, но и может способствовать увеличению мощности двигателей внутреннего сгорания.

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания № FEUE-2023-0007 (УУНиТ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белов В.П., Апельский Д.В., Беженарь В.Н. Экспериментальная оценка температурного состояния поршней тракторных дизелей // Тракторы и сельхозмашины. 2022. № 2. С. 111–120.
2. Belmonte R. et al. Improving Heat Transfer and Reducing Mass in a Gasoline Piston Using Additive Manufacturing // Proc. of the SAE 2015 World Congress & Exhibition, April 21–23, 2015, Detroit, USA. SAE Technical Paper № 2015-01-0505.
3. Гарипов М.Д. и др. Исследование сгорания обводненного этанола в поршневом ДВС // Изв. вузов. Авиационная техника. 2012. № 1. С. 28–30.
4. Гортышов Ю.Ф. и др. Влияние добавок водорода в топливо на характеристики газопоршневого двигателя при изменении угла опережения зажигания // Изв. вузов. Авиационная техника. 2009. № 4. С. 73–74.
5. Alshmiri F. Lightweight Material: Aluminium High Silicon Alloys in the Automotive Industry // Advanced Materials Research. 2013. Vol. 774-776. P. 1271–1276.
6. Белецкий В.М., Кривов Г.А. Алюминиевые сплавы (состав, свойства, технология, применение): Справочник. Киев: Коминтех, 2005. 365 с.
7. Семеньчев В.В., Салахов Р.К. Исследование электропроводности полуфабрикатов из алюминиевых сплавов, применяемых в самолетостроении // Изв. вузов. Авиационная техника. 2016. № 1. С. 137–140.
8. Дударева Н.Ю. Моделирование процесса формирования упрочненного слоя при микродуговом оксидировании алюминиевых образцов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2008. № 3. С. 63–65.
9. Суминов И. и др. Плазменно-электролитическое модифицирование поверхности металлов и сплавов: в 2 т. М.: Техносфера, 2011. Т. 2. 512 с.
10. Марков М.А. и др. Формирование износ- и коррозионно-стойких покрытий микродуговым оксидированием алюминия // Новые огнеупоры. 2018. № 4. С. 124–132.
11. Curran J.A. et al. Mullite-Rich Plasma Electrolytic Oxide Coatings for Thermal Barrier Applications // Surface and Coatings Technology. 2007. Vol. 201. Iss. 21. P. 8683–8687.
12. Dudareva N.Yu., Ivashin P.V., Kruglov A.B. Investigation of the Thermophysical Properties of the Oxide Layer Formed by Microarc Oxidation on Al–Si Alloy // MATEC Web of Conferences. 2017. № 129. Article № 002015.
13. Зарубин В.С., Леонов В.В., Зарубин В.С. Нагрев анизотропного слоя теплозащитного покрытия при гиперзвуковом обтекании сферического затупления // Изв. вузов. Авиационная техника. 2019. № 1. С. 73–80.
14. Трушин В.А., Трушин О.В. Термобарьерное покрытие турбинной лопатки на переходных режимах работы ГТД // Изв. вузов. Авиационная техника. 2006. № 4. С. 50–52.
15. Марьин Д.М. и др. Влияние оксидированного слоя на теплонапряженность поршня двигателя внутреннего сгорания // Наука и мир. 2014. № 1 (5). С. 108–109.

16. *Musin N., Dudareva N.* Investigation of the Effect of the Coating Formed by Microarc Oxidation on the Piston Top on the Thermal State of the Internal Combustion Engine Parts // MATEC Web of Conferences. International Conference on Modern Trends in Manufacturing Technologies and Equipment. 2018. Vol. 224. Article № 03008.
17. *Mauro S. et al.* Internal Combustion Engine Heat Release Calculation Using Single-Zone and CFD 3D Numerical Models // International Journal of Energy and Environmental Engineering. 2018. Vol. 9. P. 215–226.
18. *Steffen J.R., Nudehi S.* Analysis of Machine Elements Using SolidWorks Simulation 2016. Mission: SDC Publications, 2016. 450 p.
19. *Дударева Н.Ю., Загайко С.А.* Самоучитель Solidworks 2007. СПб.: БХВ-Петербург, 2007. 343 с.
20. Двигатель РМЗ-551 [Электронный ресурс]. URL: <https://rmdetal.ru/catalog/dlya-snegokhoda/modelnyu-ryad-tayga/tayga-patrul-551-swt/dvigatel-rmz-551/> (дата обращения 14.12.2024).
21. *Pistons and Engine Testing* / Eds. MAHLE GmbH. Springer, 2016. 295 p.
22. *Бабичев А.П. и др.* Физические величины. Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1991. 1232 с.
23. Свойства материалов [Электронный ресурс]. URL: <http://thermalinfo.ru/svoystva-materialov/> (дата обращения 14.12.2024).
24. *Марченко А.П., Шпаковский В.В.* Влияние корундового слоя на рабочих поверхностях поршней на процесс сгорания в ДВС // Двигатели внутреннего сгорания. 2011. № 2. С. 24–28.
25. *Шпаковский В.В.* Влияние частично-динамической теплоизоляции на температурное состояние поверхности поршня // Двигатели внутреннего сгорания. 2010. № 2. С. 92–95.

Поступила в редакцию 14.01.25

После доработки 21.01.25

Принята к публикации 31.01.25

Influence of the Piston Crown Ceramic Coating on the Thermal State of Engine Parts and Heat Flows Distribution in the Combustion Chamber

N.YU. DUDAREVA

UUST, Ufa

The influence of the coating formed on the piston crown using the microarc oxidation technology on the thermal state of engine parts and on the heat flows distribution in the combustion chamber is studied using the numerical modeling. It has been established that the coating reduces the temperature of the piston metal, thereby reducing the likelihood of its burnout. The coating on the piston crown also reduces the heat flow from the combustion chamber.

Internal combustion engine, piston, coating, microarc oxidation, ceramics, temperature, heat flows, combustion chamber

Математическая модель деформирования препрега при выкладке на криволинейную поверхность

Разработана математическая модель деформирования препрега (ткани) при выкладке на криволинейную поверхность оснастки в рамках теории геометрически нелинейного изгиба тонкой ортотропной пластинки с сильной анизотропией. Получены аналитические решения для компонент полей перемещений и сдвиговых деформаций ткани в зависимости от функции криволинейной поверхности оснастки. Выявлены закономерности изменений ориентации и взаимных углов между нитями при выкладке ткани на заданную криволинейную поверхность.

А.А. ПАНЬКОВ,
д-р физ.-мат. наук
(ПНИПУ, Пермь)
a_a_pankov@mail.ru

Полимерный композит, вакуумная инфузия, препрег, деформационная анизотропия, численное моделирование

Математическое моделирование технологических особенностей производства элементов авиационной техники из полимерных композиционных материалов проводится российскими и зарубежными учеными [1–5]. Современным методом изготовления полимерных композитных конструкций является метод вакуумной инфузии.

Одна из основных операций данного метода – плотная укладка армирующих тканей, например стеклоткани или углеткани, слой за слоем на заданную криволинейную форму оснастки [6–9]. При выкладке ткани на криволинейную, например, параболическую поверхность формы (оснастки) происходит неоднородное изменение первоначальной прямолинейной ориентации нитей ткани, что существенно влияет на прочностные, жесткостные и резонансные характеристики каждого слоя и в целом изготовленной композитной конструкции, особенно при наличии в ней концентраторов напряжений, например, в виде технологических отверстий [10].

Цель – разработка математической модели деформирования ортотропной ткани, выявление закономерностей изменения ориентации и взаимных углов между нитями при выкладке на заданную криволинейную поверхность.

Рассмотрим математическую модель.

Слой ткани, например стеклоткани TP-400 полотняного плетения (рис. 1) из нитей алюмоборосиликатного стекла, моделируем однородным тонким слоем – пластинкой толщиной h с эффективными ортотропными упругими свойствами. Главные оси анизотропии пластинки (основа и уток ткани) ориентированы по осям x , y декартовой системы координат.

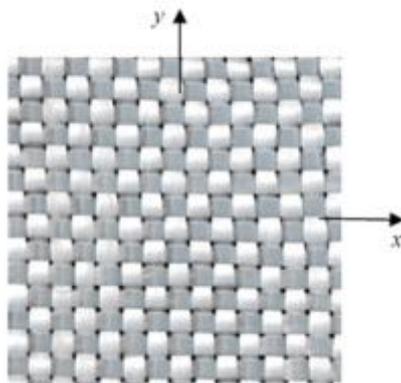


Рис. 1

Уравнение деформируемой изогнутой срединной поверхности слоя ткани получим с учетом геометрической нелинейности задачи [11] и, как следствие, с учетом осевых $\bar{\epsilon}_x$, $\bar{\epsilon}_y$ и сдви-

говой $\bar{\gamma}_{xy}$ деформаций срединной поверхности слоя ткани в плоскости xu , которые запишем в виде [11]

$$\left. \begin{aligned} \bar{\varepsilon}_x &= \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 \\ \bar{\varepsilon}_y &= \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 \\ \bar{\gamma}_{xy} &= \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial w}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial y} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где u, v, w – компоненты перемещений точек срединной поверхности вдоль координатных осей x, y, z . Далее посредством дифференцирования и преобразований соотношений (1) исключим перемещения u, v , получив уравнение совместности деформаций

$$\frac{\partial^2 \bar{\varepsilon}_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{\varepsilon}_y}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \bar{\gamma}_{xy}}{\partial x \partial y} = \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2 - \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}. \quad (2)$$

Напряжения $\bar{\sigma}_x, \bar{\sigma}_y, \bar{\tau}_{xy}$ в срединной поверхности удовлетворяют уравнениям равновесия

$$\frac{\partial \bar{\sigma}_x}{\partial x} + \frac{\partial \bar{\tau}_{xy}}{\partial y} = 0; \quad \frac{\partial \bar{\tau}_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \bar{\sigma}_y}{\partial y} = 0$$

и выражаются следующим образом:

$$\bar{\sigma}_x = \frac{\partial^2 F}{\partial y^2}; \quad \bar{\sigma}_y = \frac{\partial^2 F}{\partial x^2}; \quad \bar{\tau}_{xy} = -\frac{\partial^2 F}{\partial x \partial y} \quad (3)$$

через функцию напряжений F . Напряжения $\bar{\sigma}_x, \bar{\sigma}_y, \bar{\tau}_{xy}$ связаны с деформациями $\bar{\varepsilon}_x, \bar{\varepsilon}_y, \bar{\gamma}_{xy}$ уравнениями обобщенного закона Гука

$$\bar{\varepsilon}_x = \frac{1}{E_1} (\bar{\sigma}_x - \nu_1 \bar{\sigma}_y); \quad \bar{\varepsilon}_y = \frac{1}{E_2} (\bar{\sigma}_y - \nu_2 \bar{\sigma}_x); \quad \bar{\gamma}_{xy} = \frac{1}{G} \bar{\tau}_{xy} \quad (4)$$

для плоского напряженного состояния с учетом следующих обозначений: $\nu_1 = \nu_{12} E_1 / E_2$; $\nu_2 = \nu_{21} E_2 / E_1$, где E_1, E_2 – модули Юнга ячеек ткани вдоль осей x, y ; ν_{12}, ν_{21} – коэффициенты Пуассона; G – модуль сдвига в плоскости x, y ткани как однородного слоя с эффективными упругими свойствами.

В результате для заданной формы выкладки

$$z = w(x, y) \quad (5)$$

функцию напряжений $F(x, y)$ находим как решение дифференциального уравнения [11–14]

$$\frac{1}{E_2} \frac{\partial^4 F}{\partial x^4} + \left(\frac{1}{G} - \frac{2\nu_1}{E_1} \right) \frac{\partial^4 F}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{1}{E_1} \frac{\partial^4 F}{\partial y^4} = \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2 - \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \quad (6)$$

при заданных граничных условиях для функции $F(x, y)$ и/или ее производных на внешнем контуре ткани, например:

$$\begin{aligned} \partial^2 F / \partial y^2 &= \hat{\sigma}_x; \quad \partial^2 F / \partial x \partial y = -\hat{\tau}_{1xy}; \quad x = \pm l_1 / 2; \\ \partial^2 F / \partial x^2 &= \hat{\sigma}_y; \quad \partial^2 F / \partial x \partial y = -\hat{\tau}_{2xy}; \quad y = \pm l_1 / 2 \end{aligned} \quad (7)$$

через заданные нормальные $\hat{\sigma}_x, \hat{\sigma}_y$ и касательные $\hat{\tau}_{1,2xy}$ напряжения по внешнему контуру ткани в виде прямоугольника. Дифференциальное уравнение (6) получено в результате подстановок

в уравнение (2) выражений (3), (4). Функция давления $q(x, y)$ ткани на абсолютно жесткое основание

$$q(x, y) = -h \left(\bar{\sigma}_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + 2\bar{\tau}_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} + \bar{\sigma}_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right) \approx -h \left(\bar{\sigma}_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \bar{\sigma}_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right) \quad (8)$$

записана с учетом выражений (3), малости величин G , $\bar{\tau}_{xy} \approx 0$ и равенства нулю жесткостей слоя ткани на изгиб и кручение D_k в силу малости толщины h ткани. В приближении однородности поля напряжений по всему слою ткани, т. е. при равенствах $\bar{\sigma}_x(x, y) \approx \hat{\sigma}_x$, $\bar{\sigma}_y(x, y) \approx \hat{\sigma}_y$, имеем

$$q(x, y) \approx -h \left(\hat{\sigma}_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \hat{\sigma}_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)$$

для выпуклых поверхностей с учетом $q(x, y) > 0$ для всей области ткани. Для случая «свободной» выкладки без натяжки, т. е. когда $\hat{\sigma}_x = \hat{\sigma}_y = 0$, имеем $q(x, y) = 0$.

Рассмотрим предельный случай

$$G/E_{1,2} \rightarrow 0, \quad \nu_1 = \nu_2 = 0, \quad (9)$$

что соответствует преобладанию сдвиговых деформаций $\bar{\gamma}_{xy}$ над осевыми деформациями $\bar{\epsilon}_x$, $\bar{\epsilon}_y$ ячеек при выкладке слоя ткани, и для этого предельного случая уравнение (6) преобразуется к виду

$$\frac{\partial^4 F_*}{\partial x^2 \partial y^2} = \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2 - \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}. \quad (10)$$

При этом функция углов сдвига

$$\bar{\gamma}_{xy} = \frac{\tau_{xy}}{G} = -\frac{\partial^2 F_*}{\partial x \partial y} \quad (11)$$

с учетом обозначения $F_* = F/G$ и выражения (3). Из равенства (10) с учетом выражения (11) получим дифференциальное уравнение

$$\frac{\partial^2 \bar{\gamma}_{xy}}{\partial x \partial y} = \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} - \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2,$$

общее решение которого $\bar{\gamma}_{xy}(x, y)$ – искомая функция углов сдвига

$$\bar{\gamma}_{xy} = \iint \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} - \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2 \right) dx dy + \gamma_0(x, y) \quad (12)$$

с учетом обозначения $\gamma_0(x, y) = X(x) + Y(y) + Z_0$, где $X(x)$, $Y(y)$ – функции; Z_0 – константа интегрирования.

Для случая когда нити основы и утка ткани являются нерастяжимыми ($\bar{\epsilon}_x \rightarrow 0$, $\bar{\epsilon}_y \rightarrow 0$), т. е. когда $E_{1,2} \rightarrow \infty$ в условии $G/E_{1,2} \rightarrow 0$ (9) при наличии лишь неоднородной сдвиговой деформации $\bar{\gamma}_{xy}(x, y) \neq 0$ (12) между нитями x, y ткани, система уравнений (1) преобразуется к виду

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} &= -\frac{1}{2} \left(\frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 \\ \frac{\partial v}{\partial y} &= -\frac{1}{2} \left(\frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 \\ \bar{\gamma}_{xy} &= \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial w}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial y} \end{aligned} \right\}. \quad (13)$$

Решения для полей перемещений $u(x, y)$, $v(x, y)$ получим в результате интегрирования первых двух уравнений в системе (13) в виде

$$u = -\frac{1}{2} \int \left(\frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 dx + C_1(y); \quad v = -\frac{1}{2} \int \left(\frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 dy + C_2(x), \quad (14)$$

где функции $C_1(y)$, $C_2(x)$ интегрирования определим из условий

$$C_1(y) = u|_{x=0}; \quad C_2(x) = v|_{y=0}, \quad (15)$$

т. е. по заданным смещениям «базовых» нитей ткани при $x=0$ или $y=0$. Например, если базовые нити уложены по степенным функциям, тогда имеем

$$C_1(y) = u|_{x=0} = p_1 y^{n_1}; \quad C_2(x) = v|_{y=0} = p_2 x^{n_2}, \quad (16)$$

где $p_{1,2}$, $n_{1,2}$ – некоторые заданные константы линий укладки этих нитей. В результате подстановки заданной функции (5) для формы $w(x, y)$ и общего решения (14) для перемещений $u(x, y)$, $v(x, y)$ в третье уравнение системы (13)

$$\bar{\gamma}_{xy} = \frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial w}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial y}$$

получим общее решение для поля $\bar{\gamma}_{xy}(x, y)$ сдвиговых деформаций

$$\bar{\gamma}_{xy} = -\frac{1}{2} \int \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 dx - \frac{1}{2} \int \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 dy + \frac{\partial w}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial y} + \gamma_0(x, y), \quad (17)$$

где начальные, т. е. обусловленные не формой выкладки, а линиями укладки (16) сдвиговые деформации

$$\gamma_0(x, y) = \frac{dC_1}{dy} + \frac{dC_2}{dx}, \quad (18)$$

имеют вид

$$\gamma_0(x, y) = p_1 n_1 y^{n_1-1} + p_2 n_2 x^{n_2-1}$$

с учетом

$$C_1(y) = p_1 y^{n_1}; \quad C_2(x) = p_2 x^{n_2}; \quad \frac{dC_1}{dy} = p_1 n_1 y^{n_1-1}; \quad \frac{dC_2}{dx} = p_2 n_2 x^{n_2-1}.$$

Пусть неограниченный слой ткани укладывается на криволинейную поверхность (5) в виде квадратичной формы

$$w = k_{ij} r_i r_j \quad (19)$$

в тензорной форме записи, где $r_1 = x$, $r_2 = y$ – координаты; k_{ij} – заданные значения компонент симметричного ($k_{ij} = k_{ji}$) тензора коэффициентов формы, $i, j = 1, 2$ – значения «немых» индексов суммирования. Выражение (19) перепишем в виде

$$w = k_1 x^2 + k_2 y^2 + k_3 xy \quad (20)$$

с учетом следующих обозначений: $k_1 = k_{11}$; $k_2 = k_{22}$; $k_3 = 2k_{12}$. Перед выкладкой ткани на форму возможен поворот в плоскости x, y ткани (как абсолютно твердого тела) вокруг оси z на угол α относительно

неподвижной формы. В результате поворота ткани вид квадратичной формы (19), (20) в осях x, y основы и утка ткани преобразуется к виду

$$w = k'_{ij} r_i r_j, \quad w = k'_1 x^2 + k'_2 y^2 + k'_3 xy \quad (21)$$

с учетом преобразований коэффициентов

$$k'_{ij} = \alpha_{im} \alpha_{jn} k_{mn}, \quad \alpha_{ij} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (22)$$

к виду

$$\begin{aligned} k'_{11} &= k_{11} \cos^2 \alpha + k_{22} \sin^2 \alpha + 2k_{12} \sin \alpha \cos \alpha; \\ k'_{22} &= k_{11} \sin^2 \alpha + k_{22} \cos^2 \alpha - 2k_{12} \sin \alpha \cos \alpha; \\ k'_{12} &= k'_{21} = (k_{22} - k_{11}) \sin \alpha \cos \alpha + k_{12} (\cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha), \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} k'_1 &= k_1 \cos^2 \alpha + k_2 \sin^2 \alpha + \frac{1}{2} k_3 \sin 2\alpha; \\ k'_2 &= k_1 \sin^2 \alpha + k_2 \cos^2 \alpha - \frac{1}{2} k_3 \sin 2\alpha; \\ k'_3 &= (k_2 - k_1) \sin 2\alpha + k_3 \cos 2\alpha \end{aligned} \quad (23)$$

с учетом равенств $k'_1 = k'_{11}$, $k'_2 = k'_{22}$, $k'_3 = 2 k'_{12}$. Отметим, что приравнивая к нулю коэффициент $k'_3 = 0$ (см. третье выражение (23)), можно получить решение

$$\hat{\alpha} = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{k_3}{k_1 - k_2} + \frac{\pi}{2} n \quad (24)$$

для ориентационного угла $\hat{\alpha}$ главных осей формы (19), (20) поверхности выкладки с учетом формул (21), (22), где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Главные значения $\hat{k}_{1,2}$ геометрической формы (19) находим из условия равенства нулю определителя $\Delta = |k_{ij} - \lambda \delta_{ij}| = 0$, где δ_{ij} – символы Кронекера. Равенство $\Delta = 0$ преобразуем к алгебраическому квадратному уравнению

$$\lambda^2 - \lambda(k_{11} + k_{22}) + k_{11}k_{22} - k_{12}^2 = 0$$

с корнями $\lambda_{1,2}$; выполняются равенства

$$\hat{k}_{1,2} = \lambda_{1,2}; \quad \hat{\alpha}_{1,2} = \operatorname{arctg} \frac{\lambda_{1,2} - k_{11}}{k_{12}} + \pi n \quad (25)$$

для искомым главных значений $\hat{k}_{1,2}$ и соответствующих им направлений $\hat{\alpha}_{1,2}$.

Для предельного случая $G/E_{1,2} \rightarrow 0$, $E_{1,2} \rightarrow \infty$ (см. формулы (13) – (18)), т. е. когда при выкладке на поверхность (20) ячейки ткани имеем лишь деформации сдвига $\bar{\gamma}_{xy}(x, y) \neq 0$, из решений (14), (17) следует вид функций перемещений

$$\begin{aligned} u &= -\frac{2k_1^2}{3} x^3 - k_1 k_3 x^2 y - \frac{1}{2} k_3^2 x y^2 + C_1(y); \\ v &= -\frac{2k_2^2}{3} y^3 - k_2 k_3 x y^2 - \frac{1}{2} k_3^2 x^2 y + C_2(x) \end{aligned} \quad (26)$$

и сдвиговой деформации

$$\bar{\gamma}_{xy} = k_3 (k_1 x^2 + k_2 y^2) + (4k_1 k_2 - k_3^2) xy + \gamma_0(x, y) \quad (27)$$

между нитями основы и утка ткани с учетом производных

$$\frac{\partial w}{\partial x} = 2k_1 x + k_3 y; \quad \frac{\partial w}{\partial y} = 2k_2 y + k_3 x$$

и начальных сдвиговых деформаций $\gamma_0(x, y)$ (18) для заданных линий укладки базовых нитей (16). Если базовые нити ткани уложены вдоль соответствующих координатных линий ($x=0$, $y=0$) без искривлений в плоскости x, y , имеем равенства

$$C_1(y) = u|_{x=0} = 0; \quad C_2(y) = v|_{y=0} = 0, \quad (28)$$

и решение (27) преобразуется к виду

$$\bar{\gamma}_{xy} = k_3 (k_1 x^2 + k_2 y^2) + (4k_1 k_2 - k_3^2) xy, \quad (29)$$

так как $\gamma_0 = 0$ с учетом равенств (18), (28). В полярной системе координат ρ, φ зависимость угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ (29) от окружной координаты φ имеет вид

$$\bar{\gamma}_{xy} = \rho^2 \left[k_3 (k_1 \cos^2 \varphi + k_2 \sin^2 \varphi) + \frac{1}{2} (4k_1 k_2 - k_3^2) \sin 2\varphi \right] \quad (30)$$

с учетом подстановки в решение (29) выражений $x = \rho \cos \varphi$, $y = \rho \sin \varphi$. Корни $\hat{\varphi}$ уравнения $\bar{\gamma}_{xy} = 0$ с учетом решения (30) определяют направления (линии) в плоскости x, y , для которых прямоугольные ячейки остаются прямоугольными при выкладке ткани на форму, т. е. там, где отсутствуют деформации сдвига в координатных осях x, y . Экстремальные, в частности, максимальные $\bar{\gamma}_{\max}$ и минимальные $\bar{\gamma}_{\min}$ значения угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ (30) найдем из условия $\partial \bar{\gamma}_{xy} / \partial \varphi = 0$ при значениях полярного угла

$$\varphi_* = \frac{1}{2} \arctg \frac{k_3^2 - 4k_1 k_2}{k_3 (k_2 - k_1)} + \frac{\pi}{2} n. \quad (31)$$

В частном случае, при значениях коэффициентов $k \equiv k_1 = k_2$, $k_3 = 0$, имеем поверхность выкладки (20)

$$w = k (x^2 + y^2) \quad (32)$$

в виде параболоида вращения. Тогда координатные плоскости xz, yz являются ее плоскостями симметрии, и из решения (27) следует

$$\bar{\gamma}_{xy} = 4k^2 xy + \gamma_0(x, y) \quad (33)$$

с учетом выражения (18). В случае, при котором базовые нити (15) разнонаправленно повернуты вокруг оси z на углы $\pm\varphi_0$, имеем

$$C_1(y) = u|_{x=0} = p_0 y; \quad C_2(y) = v|_{y=0} = p_0 x,$$

где коэффициент $p_0 = \operatorname{tg} \varphi_0$, и решение (33) преобразуется к виду

$$\bar{\gamma}_{xy} = 4k^2 xy + \gamma_0$$

с учетом выражения (18) и равенства $\gamma_0 = 2\text{tg}\varphi_0$. Если базовые нити ткани уложены вдоль соответствующих координатных линий $x = 0$, $y = 0$, имеем равенства (28). Если базовые нити, оставаясь взаимортогональными, повернуты вместе со всей тканью вокруг оси z на угол φ_0 , имеем

$$C_1(y) = u|_{x=0} = p_0 y; \quad C_2(y) = v|_{y=0} = -p_0 x, \quad (34)$$

где коэффициент $p_0 = \text{tg}\varphi_0$, и решение (33) преобразуется к виду

$$\bar{\gamma}_{xy} = 4k^2 xy, \quad (35)$$

так как $\gamma_0 = 0$ с учетом равенств (18), (27), (28), (34). Из решения (28) следует, что вдоль линий симметрии $x = 0$ и $y = 0$ имеем $\bar{\gamma}_{xy} = 0$, т. е. не происходит искажений прямоугольных углов между нитями основы и утка. Как частный случай решения (30) зависимость угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ от окружной координаты φ имеет вид

$$\bar{\gamma}_{xy} = 2k^2 \rho^2 \sin 2\varphi, \quad (36)$$

или с учетом подстановки в решение (35) выражений получаем $x = \rho \cos \varphi$, $y = \rho \sin \varphi$. Численные значения угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ (36) монотонно изменяются от нулевых значений на координатных осях x , y до максимального по модулю значения $\bar{\gamma}_{\max} = 2k^2 \rho^2$ при $\varphi_* = \pm\pi/4 + \pi l$ (см. выражение (31)). Из решения (35), (36) следует, что знак коэффициента $\pm k$, т. е. вогнутость или выпуклость поверхности параболической формы, не влияет на результирующее распределение угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ в ячейках ткани после выкладки. Из решений (26) следует вид перемещений в плоскости слоя

$$u = -\frac{2k^2}{3} x^3; \quad v = -\frac{2k^2}{3} y^3, \quad (37)$$

или в полярной системе координат ρ , φ в виде

$$u_\rho = -\frac{2}{3} k^2 \rho^3 \left(1 - \frac{1}{2} \sin^2 2\varphi\right); \quad u_\varphi = \frac{1}{6} k^2 \rho^3 \sin 4\varphi \quad (38)$$

с учетом преобразований

$$u_\rho = u \cos \varphi + v \sin \varphi; \quad u_\varphi = -u \sin \varphi + v \cos \varphi$$

компонент перемещений (37). Из решения (38) следует, что окружные перемещения $u_\varphi = 0$ равны нулю на линиях симметрии деформируемого слоя ткани при $\varphi = \pi l / 4$, а максимальные по модулю $U_{\varphi \max} = k^2 \rho^3 / 6$, но противоположные по знаку значения $\pm U_{\varphi \max}$ имеем при $\varphi = \pm\pi/8 + \pi l / 2$, где $l = 0, 1, 2, \dots$. Радиальные перемещения $u_\rho < 0$ для всей области деформируемого слоя ткани, за исключением начала координат, где $u_\rho = 0$. Максимальные по модулю значения $U_{\rho \max} = 2k^2 \rho^3 / 3$ имеем при $\varphi = \pi l / 2$, а минимальные $U_{\rho \min} = k^2 \rho^3 / 3$ при $\varphi = \pm\pi/4 + \pi l$. Отметим, что при $\varphi = \pm\pi/4 + \pi l$ реализуются максимальные по модулю значения $\bar{\gamma}_{\max} = 2k^2 \rho^2$ угла сдвига $\bar{\gamma}_{xy}$ с учетом решения (36). Для рассматриваемого случая (32) формула (10) преобразуется к дифференциальному уравнению

$$\frac{\partial^4 F_*}{\partial x^2 \partial y^2} = -4k^2,$$

из которого функция F_* находится непосредственным интегрированием. Функции и константы интегрирования определяются из условий нагружения, например равенств (7) на внешнем контуре ткани в виде прямоугольника.

В другом частном случае, при котором поверхность выкладки задана в виде гиперболического параболоида

$$w = -0,1x^2 - 0,7xy \quad (39)$$

с коэффициентами $k_1 = -0,1 \text{ м}^{-1}$; $k_2 = 0$; $k_3 = -0,7 \text{ м}^{-1}$, имеем (см. решение (25)) главные значения $\hat{k}_{1,2} \approx 0,3; -0,4 \text{ м}^{-1}$ и соответствующие им направления $\hat{\alpha}_{1,2} \approx -49; 41^\circ$ формы (19). Равенство нулю $\bar{\gamma}_{xy} = 0$ угла сдвига (29) имеем при значениях полярного угла $\varphi = \pi/2 + \pi n$, $\arctg(1/7) + \pi n$. При этом экстремальные, в частности, максимальные $\bar{\gamma}_{\max} \approx 0,282\rho^2$ и минимальные $\bar{\gamma}_{\min} \approx -0,212\rho^2$ с учетом знака значения углов сдвига $\bar{\gamma}_{\max}$, $\bar{\gamma}_{\min}$ (см. решение (30)) имеем при следующих значениях полярного угла, град: $\hat{\varphi}_{\max} \approx -41 + 180n$; $\hat{\varphi}_{\min} \approx 49 + 180n$. Если совместить главные оси x , y ортотропии, т. е. направления основы x и утка y ткани с главными осями поверхности выкладки, то уравнение формы (39) примет вид

$$w = \hat{k}_1 x^2 + \hat{k}_2 y^2, \quad (40)$$

где $\hat{k}_{1,2} \approx 0,3; -0,4 \text{ м}^{-1}$ (см. решение (25)). Максимальные $\bar{\gamma}_{\max} \approx 0,245\rho^2$ и минимальные $\bar{\gamma}_{\min} \approx -0,245\rho^2$ значения углов сдвига $\bar{\gamma}_{\max}$, $\bar{\gamma}_{\min}$ реализуются при следующих значениях полярного угла, град: $\hat{\varphi}_{\max} \approx -45 + 180n$; $\hat{\varphi}_{\min} \approx 45 + 180n$.

На рис. 2 для рассмотренных частных случаев (32) – (38) при $k = 0,1 \text{ м}^{-1}$ (рис. 2, а), $k_1 = -0,1 \text{ м}^{-1}$, $k_2 = 0$, $k_3 = -0,7 \text{ м}^{-1}$ (см. выражение (39)) (рис. 2, б), $\hat{k}_1 = 0,3 \text{ м}^{-1}$, $\hat{k}_2 = -0,4 \text{ м}^{-1}$ (см. выражение (40)) (рис. 2, в) представлены результаты численного моделирования формоизменения ячеек ткани при ее выкладке на различные криволинейные поверхности $z(x, y)$ (см. выражения (32), (39), (40)).

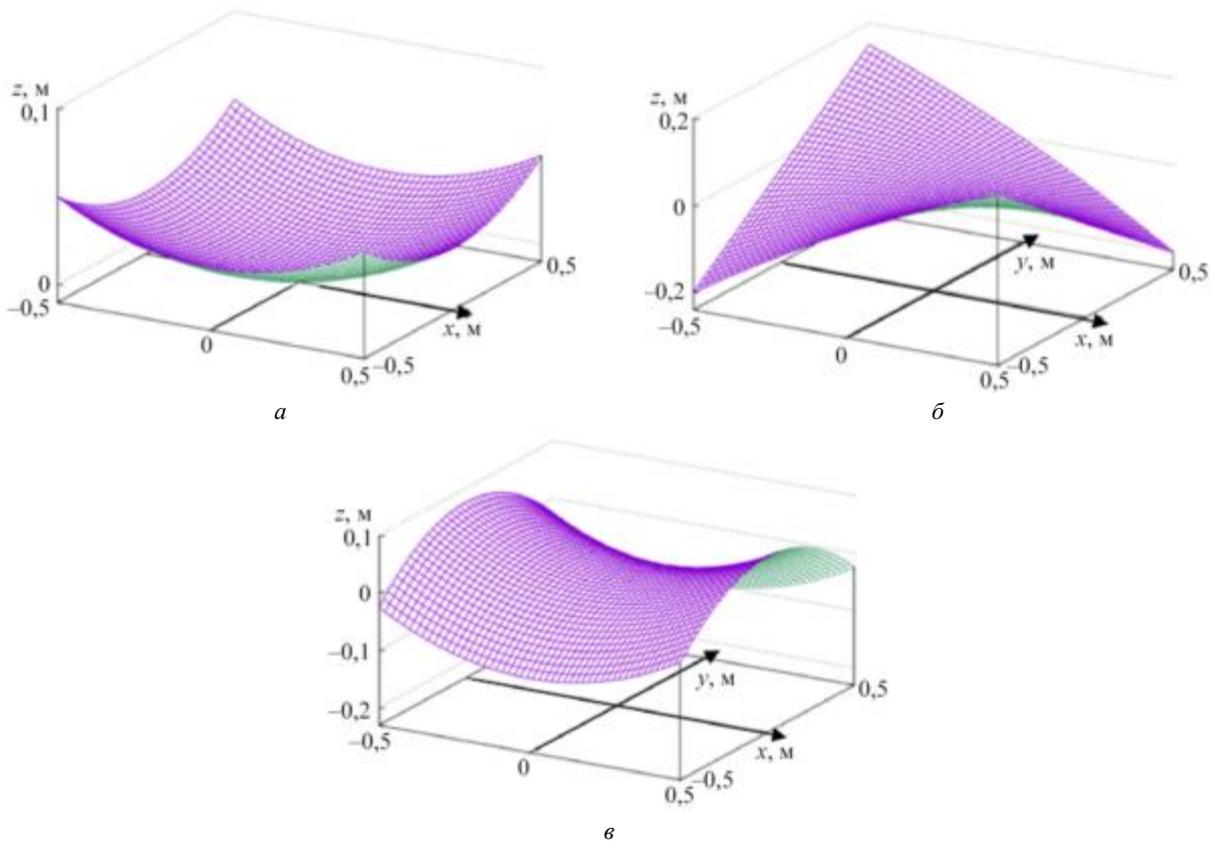


Рис. 2

Результаты (рис. 3) получены с использованием решений (26), (28) для перемещений u , v точек ткани в плоскости x , y при ее выкладке на поверхность гиперболического параболоида (см. рис. 2, б) при $k_1 = -0,1 \text{ м}^{-1}$, $k_2 = 0$, $k_3 = -0,7 \text{ м}^{-1}$ (см. выражение (39)) (рис. 3, а) и в главных осях (см. рис. 2, в) при $\hat{k}_1 = 0,3 \text{ м}^{-1}$, $\hat{k}_2 = -0,4 \text{ м}^{-1}$ (40) (рис. 3, б) при укладке базовых нитей вдоль соответствующих координатных осей $x = 0$, $y = 0$ с учетом равенств $C_1(y) = u|_{x=0} = 0$; $C_2(y) = v|_{y=0} = 0$ (см. выражения (28)).

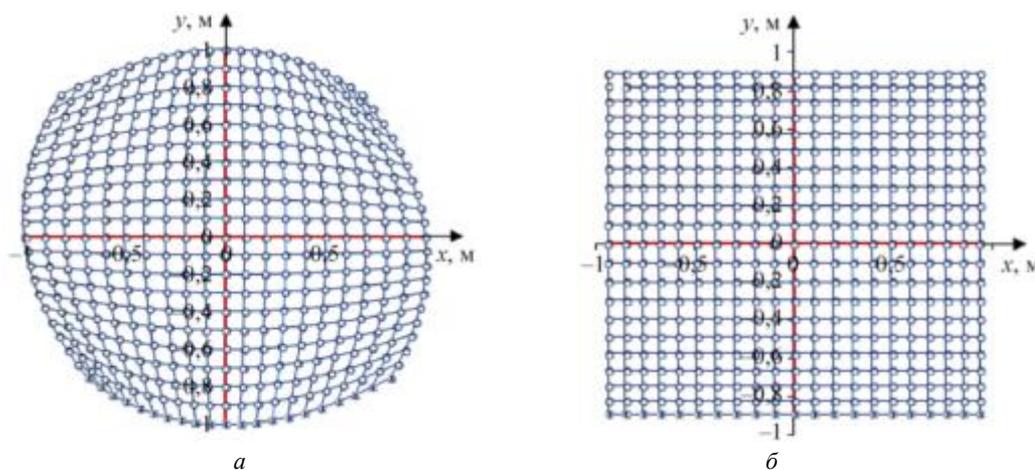


Рис. 3

Таким образом, разработана математическая модель деформирования слоя ткани при выкладке на криволинейную поверхность оснастки (формы) в рамках теории геометрически нелинейного изгиба тонкой ортотропной пластинки с сильной анизотропией. Главные оси анизотропии пластинки ориентированы вдоль нитей основы и утка ткани (см. рис. 1). Полагали, что значения сдвиговых деформаций ячеек ткани существенно превосходят значения осевых деформаций нитей. Получены аналитические решения для компонент полей перемещений и сдвиговых деформаций ткани в зависимости от задаваемой функции криволинейной поверхности оснастки. Численное моделирование (см. рис. 2, 3) осуществлено для выкладки ткани на криволинейные поверхности в виде параболоида вращения (32) (см. рис. 2, а) и гиперболического параболоида (39), (40) (см. рис. 2, б, в, рис. 3). Выявлены закономерности изменений ориентаций и взаимных углов между нитями ячеек ткани при выкладке на криволинейные поверхности.

Результаты получены при выполнении государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации на выполнение фундаментальных научных исследований (проект № FSNM-2023-0006).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Тарнопольский Ю.М., Жигун И.Г., Поляков В.А.* Пространственно-армированные композиционные материалы: Справочник. М.: Машиностроение, 1987. 224 с.
2. *Скардино Ф. и др.* Тканые конструкционные композиты. М.: Мир, 1991. 430 с.
3. *Каблов Е.Н.* Композиты: сегодня и завтра // *Металлы Евразии*. 2015. № 1. С. 36–39.
4. *Каблов Е.Н.* Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года // *Авиационные материалы и технологии*. 2012. № 5. С. 7–17.
5. *Белов О.А. и др.* Композитная формообразующая оснастка // *Вестник МАИ*. 2017. № 2. С. 115–122.
6. *Федяев В.Л. и др.* Капиллярная пропитка пакета семипрегов при изготовлении композитных элементов летательных аппаратов // *Вестник МАИ*. 2023. № 4. С. 68–78.
7. *Коваль А.П., Бобарика И.О.* Моделирование системы подачи связующего вещества в процессе вакуумной инфузии композитной панели // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2024. № 3. С. 197–202.
8. *Архипов А.Н. и др.* Повышение точности численного моделирования вентиляторной ступени за счет учета производственных отклонений лопаток // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2023. № 3. С. 93–99.
9. *Соловьев Р.И., Балькаев Д.А., Амирова Л.М.* Термоформование изделий из консолидированных листовых заготовок на основе армированного стеклотканью полипропилена // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2024. № 1. С. 164–171.

10. Константинов Д.Ю. и др. Исследование несущей способности композитных конструкций в зоне отверстия при различных схемах армирования // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 154–163.
11. Лехницкий С.Г. Анизотропные пластинки. М.: Гостехиздат, 1957. 463 с.
12. Ростовцев Г.Г. Расчет тонкой плоской обшивки, подкрепленной ребрами жесткости // Тр. Ленингр. ин-та инженеров гражданского воздушного флота. 1940. № 20. С. 37–60.
13. Бицадзе А.В., Калинин Д.Ф. Сборник задач по уравнениям математической физики. М.: Наука, 1985. 312 с.
14. Polyanin A.D. Handbook of Linear Partial Differential Equations for Engineers and Scientists. Chapman & Hall/CRC, 2002. 667 p.

Поступила в редакцию 27.11.24

После доработки 9.02.25

Принята к публикации 11.03.25

Mathematical Model of Prepreg Deformation on a Curvilinear Surface

A.A. PAN'KOV

PNRPU, Perm

A mathematical model of deformation of the prepreg (fabric) was developed when laying on the curvilinear surface of the equipment in the framework of the theory of geometrically nonlinear bending of a thin orthotropic plate with strong anisotropy. Analytical solutions are obtained for components of displacement fields and shear deformations of fabric depending on the function of the equipment curvilinear surface. Patterns of changes in orientations and mutual angles between threads were revealed when laying out the fabric on a given curved surface.

Polymer composite, vacuum infusion, prepreg, deformation anisotropy, numerical modeling

Определение параметров и верификация математической модели процесса термоформования углепластика на основе полипропилена

Р.И. СОЛОВЬЕВ,
аспирант
(КНИТУ-КАИ, Казань),
Д.А. БАЛЬКАЕВ,
канд. техн. наук
(КФУ, Казань),
И.В. ЛЕДЯЕВ,
Л.М. АМИРОВА,
д-р хим. наук
(КНИТУ-КАИ, Казань)
rilov992@mail.ru

Определен перечень входных параметров углепластика, необходимых для построения расчетной модели консолидированной пластины в программном комплексе ESI PAM-FORM. Приведены результаты измерения данных характеристик, включая результаты испытаний в отсутствие ГОСТов. На основании полученных входных параметров материала проведены расчеты угла сдвига волокон и изменения толщины изделия при термоформовании. Представлены карты распределения толщин и углов армирования, полученные в ходе моделирования тестового изделия «двойной купол». Проведена верификация расчетной модели на основании сопоставления углов сдвига волокон, полученных в ходе моделирования и измеренных на изделии при помощи системы машинного зрения Apodius.

Термопластичные композиционные материалы, моделирование, термоформование, полипропилен, углепластик, двойной купол

В последнее время перспективно использование легких и прочных термопластичных композиционных материалов [1–4]. Возможен многократный переход от стеклообразного состояния к вязкотекучему композиционных материалов, полученных на основе термопластичных матриц. Этим обуславливается их ремонтпригодность и возможность изготовления изделий методами термоформования с низкой себестоимостью при малом времени цикла производства [5]. В качестве заготовок в термоформовании используют многослойные композиционные материалы на основе термопластичных полимеров, армированных непрерывными волокнами, – консолидированные пластины. Для придания заготовке формы изделия ее нагревают до температуры высокоэластичного состояния полимера, прикладывают усилие формирующего инструмента и фиксируют форму охлаждением [6].

При термоформовании консолидированной пластины в изделие следует учитывать, что формообразование композитного материала, армированного тканью, осуществляется за счет комплекса различных деформационных механизмов и лишь незначительно за счет растяжения, ограниченного низким удлинением армирующих волокон. Доминирующим формообразующим механизмом при термоформовании являются сдвиговые деформации армирующих волокон внутри слоя и межслоевой сдвиг, в ходе которых возможно перемещение одного слоя вдоль поверхности другого [7, 8]. Кроме сдвиговых деформаций, на термоформование влияют процессы скольжения композита по поверхности оснастки, а также изгибная жесткость консолидированной пластины, так как именно это свойство характеризует способность полимерного композиционного материала образовывать складки [9, 10]. Потенциально лучшим решением является применение материалов с низкой изгибной жесткостью, так как в этом случае слои материала не будут приподниматься при формовании поверхности с малым радиусом изгиба [11]. Формирование листовой заготовки в изделие двойной кривизны также зависит от большого количества технологических параметров: геометрия штампа, количество закрепляющих пружин, выбор технологии нагрева и перемещения пластины влияют на качество получаемых изделий [12–14]. Таким образом, поведение консолидированных пластин в ходе термоформования является комплексным, в связи с чем необходимо учитывать не только различные деформационные механизмы формообразования, но и ключевые технологические параметры термоформования. Кроме того, отрасль производства изделий из термопластичных композиционных материалов еще не сформирована, из-за использования технологии термоформования на ранних этапах возникают большие экономические затраты. Необходимость учета многих технологических параметров, а также комплексное деформационное поведение консолидированных пластин приводит к высоким затратам при использовании метода проб и ошибок.

В настоящее время временные и материальные затраты, характерные для натуральных экспериментов, могут быть снижены за счет применения программных пакетов моделирования [15–19]. При проведении расчетов с использованием доступных программных пакетов, например ESI PAM-FORM, точность моделирования зависит от точности и числа вводимых свойств моделируемого объекта, поэтому необходимо максимально достоверно охарактеризовать материал перед моделированием его термоформования. Так, важными входными параметрами являются драпируемость (способность ткани деформироваться в подвешенном состоянии с образованием ниспадающих волокон/складок) консолидированной пластины, ее изгибная жесткость, коэффициент трения между слоями и с оснасткой [17, 20, 21]. Однако до настоящего времени стандарты на их измерение отсутствуют, что значительно сдерживает процесс моделирования термоформования изделий. Точное описание материала означало бы сбор данных обо всех возможных вариантах поведения рассматриваемого материала, однако на практике столь детализированная модель является недостижимой целью, а процесс описания становится поиском компромисса между точностью и измеримостью. Таким образом, важной задачей является верификация расчетной модели, основанной на приближенном описании материала. Верификация может быть осуществлена при сравнении результатов моделирования с полученным на практике изделием.

В связи с этим цель данной работы заключалась в определении ряда ключевых свойств материала, необходимых для моделирования термоформования изделий с использованием коммерческого программного пакета ESI PAM-FORM, а также верификации полученной расчетной модели на примере термоформования изделия «двойной купол».

В качестве исследуемого материала использовались консолидированные пластины толщиной 2 мм на основе углеткани саржевого переплетения с поверхностной плотностью 200 г/м^2 , уложенной в ориентации 0 и 90° , и полипропилена марки PP 01030. Методика консолидации термопластичных композиционных материалов приведена в работе [22].

Приведем перечень параметров материала, необходимых для моделирования в программном комплексе ESI PAM-FORM: плотность $\rho = 1,4 \pm 0,1 \text{ г/см}^3$, поверхностная плотность $\rho_A = 0,28 \pm 0,01 \text{ г/см}^2$; температура плавления $T_{\text{пл}} = 165,3 \pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$; теплоемкость $C = 1,44 \pm 0,03 \text{ Дж/(г}\cdot\text{K)}$; энтальпия плавления $H = 98,3 \pm 0,1 \text{ Дж/г}$; теплопроводность $\lambda_1 = 0,51 \pm 0,05 \text{ Вт/(м}\cdot\text{K)}$; теплопроводность $\lambda_2 = 0,43 \pm 0,05 \text{ Вт/(м}\cdot\text{K)}$; модуль упругости при растяжении в направлении основы $E_1^+ = 495,1 \pm 0,5 \text{ МПа}$; модуль упругости при растяжении в направлении утка $E_2^+ = 351,2 \pm 0,3 \text{ МПа}$; модуль упругости при сжатии в направлении основы $E_1^- = 39,34 \pm 0,04 \text{ МПа}$; модуль упругости при сжатии в направлении утка $E_2^- = 39,50 \pm 0,04 \text{ МПа}$; модуль упругости при изгибе в направлении основы $E_1^{\text{изг}} = 70,35 \pm 0,05 \text{ МПа}$; модуль упругости при изгибе в направлении утка $E_2^{\text{изг}} = 32,27 \pm 0,05 \text{ МПа}$; модуль упругости при сдвиге в плоскости армирования $G_{12} = 1,54 \pm 0,05 \text{ МПа}$; сжимаемость материала $\beta_3 = 16 \pm 1 \text{ \%}$; межслоевой коэффициент трения $\mu_m = 0,109 \pm 0,005$; коэффициент трения с оснасткой $\mu_o = 0,103 \pm 0,005$.

Ряд параметров определяются по методикам, описанным в ГОСТах. Для определения характеристик в отсутствие стандартов измерения разработаны методики [23].

В PAM-FORM для расчета деформаций, напряжений, распределения температуры и других важных физических характеристик требуется ввод значений плотности материала. Плотность и поверхностную плотность материала определяли по ГОСТ Р 57713-2017 [24].

Моделирование процесса формования в программном пакете ESI PAM-FORM проводится с учетом теплового баланса в системе деталь – оснастка и требует ввода в качестве входных параметров теплофизических свойств материала. Данные о температуре и энтальпии плавления, теплоемкости углепластика на основе PP 01030 получены методом дифференциальной сканирующей калориметрии [25]. Удельную теплоемкость C углепластика определяли по ГОСТ Р 57969-2017 [26].

Важный параметр материала – его теплопроводность. Ввод данного параметра при моделировании термоформования позволяет учесть тепловые потери заготовки при ее перемещении и формовании [27].

Испытания консолидированных пластин производили с использованием установки, состоящей из универсальной электромеханической машины Instron 5882 и термокриокамеры НШИ-500.

Определение модуля упругости при растяжении (в направлении основы и утка) в диапазоне температур 170...190 °С производилось по ГОСТ Р 32656-2017 [28]. Данный температурный диапазон выбран с учетом температуры плавления полипропилена (160 °С) и температуры его окисления (200 °С).

На рис. 1 показана зависимость модуля упругости при растяжении в направлении основы E_1^+ и утка E_2^+ от температуры.

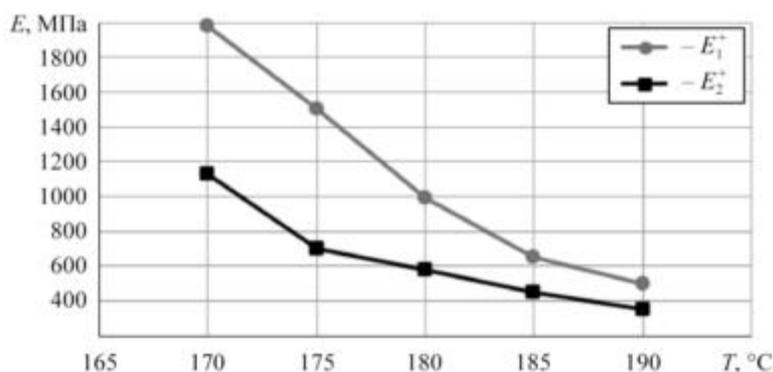


Рис. 1

При увеличении температуры испытания до 190 °С снижается значение модуля упругости при растяжении, составляя 351,2 МПа при растяжении в направлении утка и 495,1 МПа при растяжении в направлении основы.

Определение модуля упругости при сжатии (в направлении основы и утка) в диапазоне температур 170...190 °С производилось по ГОСТ Р 33519-2015 [29].

Данные эксперимента по определению модуля упругости при сжатии в направлении основы E_1^- и утка E_2^- в диапазоне температур 170...190 °С приведены на рис. 2.

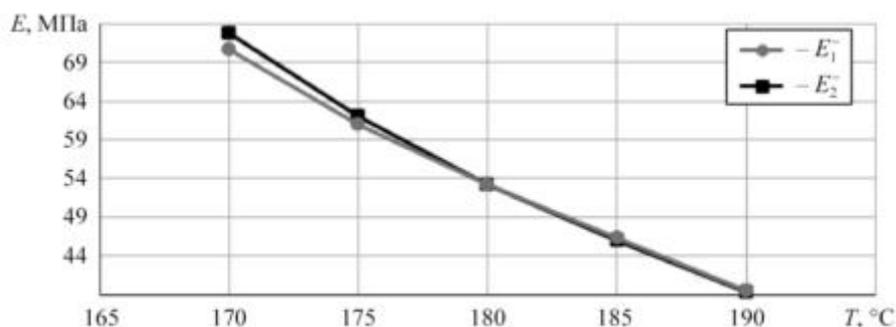


Рис. 2

Согласно результатам исследования при увеличении температуры испытания до 190 °С происходит уменьшение модуля упругости, что обусловлено снижением вязкости расплава связующего. Модуль упругости при 190 °С составил 39,34 МПа при сжатии в направлении основы, 39,50 МПа при сжатии в направлении утка, что свидетельствует о незначительном влиянии направления армирования на модуль упругости при сжатии.

Испытания консолидированных пластин по определению модуля упругости при изгибе, сдвиге в плоскости армирования, определению сжимаемости материала, межслоевого трения и трения между композитом и оснасткой в диапазоне температур 170...190 °С производились с использованием оснасток различной конфигурации, методика проведения данных испытаний описана в работе [23].

Наиболее существенное влияние на образование складок при термоформовании оказывает модуль упругости материала при изгибе в диапазоне вязкотекучего состояния полимера. Модуль упругости при изгибе (в направлении основы и утка) определяли при помощи консольного теста Пирса. Суть данного метода заключается в измерении длины кантилевера (консоли), возникшего благодаря преобразованию растягивающего усилия испытательной машины в линейное перемещение прямоугольной полоски образца, длина кантилевера используется для определения модуля упругости при изгибе на основе теории линейной упругой балки.

Оснастка для определения модуля упругости при изгибе состоит из горизонтальной платформы, подвижной тележки, которая приводит в движение образец, поворотного плеча, а также толкателя.

Данные эксперимента по определению модуля упругости при изгибе в направлении основы $E_1^{изг}$ и утка $E_2^{изг}$ приведены на рис. 3.

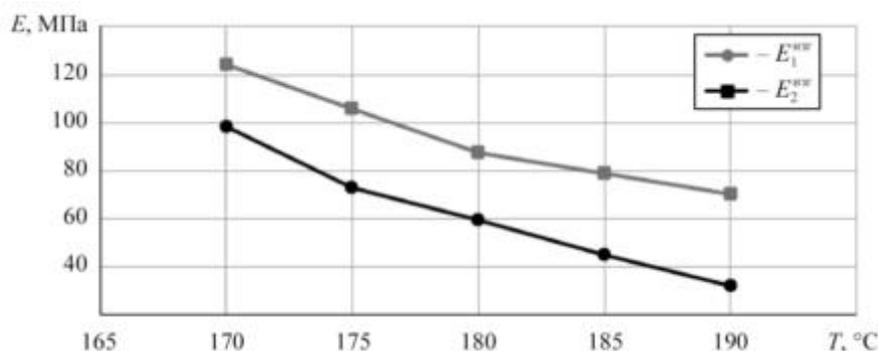


Рис. 3

Согласно результатам испытаний из-за увеличения температуры испытания до 190 °C уменьшается значение модуля упругости при изгибе в направлении основы до 70,35 МПа, в направлении утка до 32,27 МПа.

Для определения модуля упругости при сдвиге в плоскости армирования были проведены испытания на растяжение-смещение и испытание рамкой образцов, в которых волокна изначально ориентированы под углом $\pm 45^\circ$ от направления приложения нагрузки. Прикладывая растягивающее усилие, в образцах в случае всех испытаний вызывают сдвиговые деформации. Однако в случае испытания на растяжение-смещение влияние зажимных пластин выражается в том, что деформация чистого сдвига наблюдается лишь в центре образца, в то время как для испытания рамкой, для которой образец изготавливается в крестообразной форме, зона чистого сдвига намного шире. Описание краевых эффектов и методы их минимизации приводятся в работе [23].

На рис. 4 приведены данные испытаний на растяжение-смещение и испытания рамкой по определению модуля упругости при сдвиге в плоскости армирования.

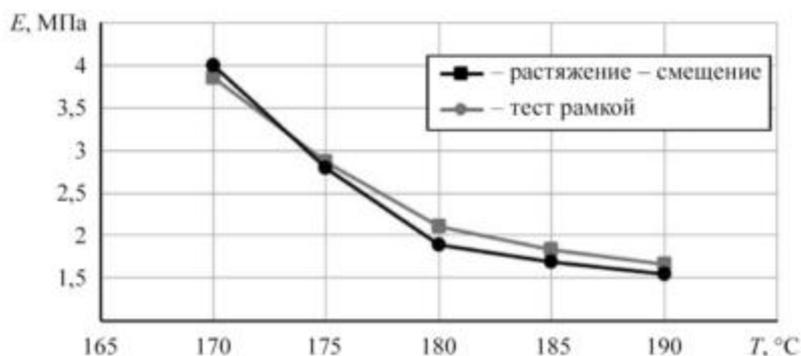


Рис. 4

При увеличении температуры в процессе испытания до 190 °С значение модуля упругости при сдвиге уменьшается, составляя 1,66 для испытаний на растяжение-смещение и 1,54 МПа для испытаний рамкой. В целом данные испытания аналогичны, что подтверждается незначительными отклонениями полученных результатов. Однако, несмотря на то что деформация сдвига в испытании на растяжение-смещение может быть инициирована простыми зажимами на растяжение, наличие трех сдвиговых зон усложняет анализ полученных данных, кроме того, этот тест более чувствителен к краевым эффектам.

Определение сжимаемости (компактируемости) материала производилось нагружением в трансверсальном направлении плоского образца 100×100 мм сжимающей нагрузкой 500 МПа через стальной цилиндр диаметром 80 мм со скоростью 0,5 мм/мин.

По результатам исследований по определению сжимаемости материала наблюдается увеличение способности консолидированной пластины к сжатию при увеличении температуры, максимальное значение сжатия 16 % достигается при 190 °С (рис. 5).

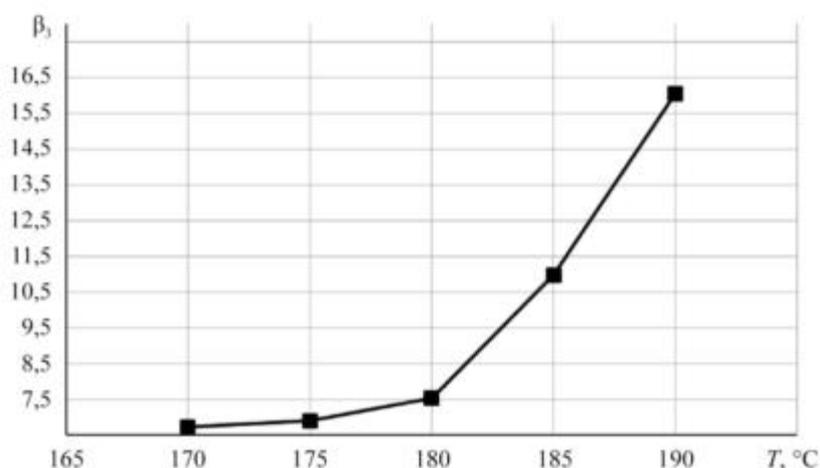


Рис. 5

Определение межслоевого трения и трения с оснасткой производилось с использованием специально разработанной оснастки, в которую устанавливаются подвижный и неподвижный образцы. В случае определения межслоевого трения используются два прямоугольных образца консолидированной пластины, при определении трения композита с оснасткой – образец консолидированной пластины и неподвижной стальной пластины.

Для проведения испытаний по определению межслоевого коэффициента трения и коэффициента трения с оснасткой было изготовлено по пять групп образцов с размерами 60×120 мм, дублирующихся неподвижными образцами с аналогичными размерами. Данные испытаний по определению межслоевого коэффициента трения μ_m и коэффициента трения с оснасткой μ_o приведены на рис. 6.

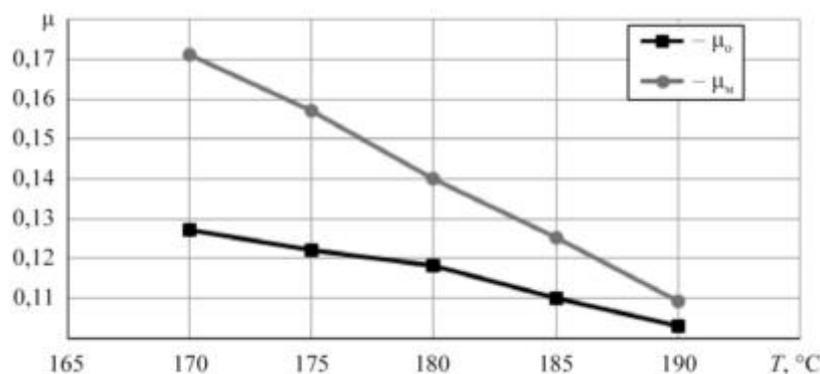


Рис. 6

Согласно результатам проведенных испытаний в случае углепластика на основе PP01030 в диапазоне температур 170...190 °С наблюдается уменьшение значений модулей упругости при растяжении, сжатии, изгибе, сдвиге в плоскости армирования и увеличение компактируемости материала. Следовательно, оптимальная температура для термоформования – 190 °С, поскольку при данной температуре материал оказывает наименьшее сопротивление возникающим при термоформовании деформационным механизмам.

Моделирование термоформования тестового изделия «двойной купол» осуществлялось в программном комплексе ESI PAM-FORM при температуре оснастки 190 °С, усилии смыкания прессы 500 МПа и скорости движения пуансона 25 м/с с использованием параметров консолидированной пластины, измеренных ранее.

Каждый слой консолидированной пластины моделировался отдельно, чтобы обеспечить проскальзывание между слоями и перераспределение волокон с учетом контактного взаимодействия слоев и оснастки. Расчетная модель консолидированной пластины состояла из десяти слоев толщиной 0,2 мм, поочередно уложенных в ориентации 0 и 90°. Результаты моделирования распределения углов сдвига на поверхности изделия и изменения толщины изделия приведены на рис. 7: *a* – распределение углов сдвига на поверхности изделия; *б* – изменение толщины изделия.

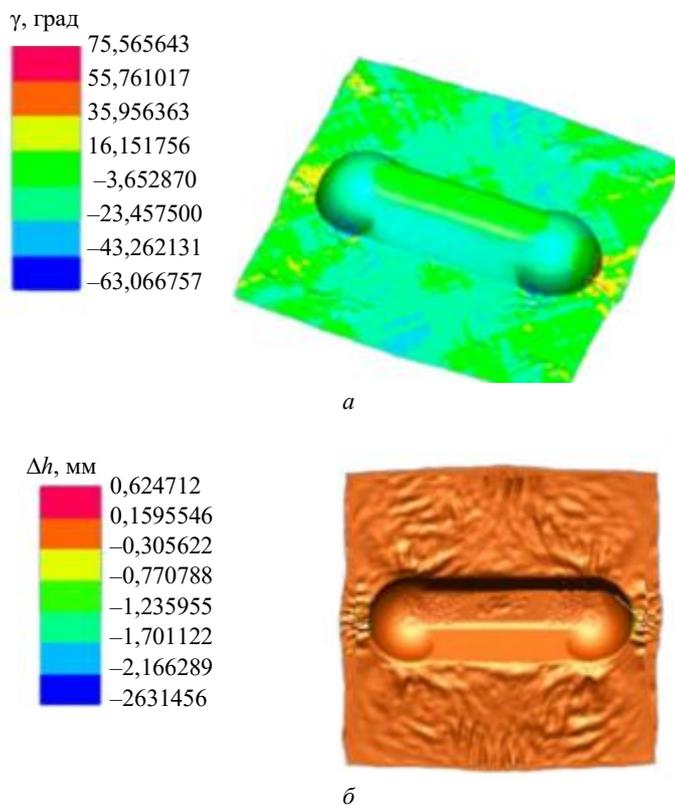


Рис. 7

Согласно результатам моделирования зоны с наибольшими углами сдвига волокон распределены за рабочей поверхностью изделия, что сопряжено со значительными изменениями толщины изделия и складкообразованием.

Для регистрации углов ориентаций волокон на реальном изделии использовалась система машинного зрения Arodus на основе измерительной руки Hexagon Absolute Arm 7-Axis. Результаты измерения углов ориентации волокон в пяти точках приведены на рис. 8.

Углы сдвига волокон, полученные вычетом измерений в пяти точках из первоначальной ориентации 90°, составляют 0,8° для точки 1, что является наименьшим результатом, наибольший результат в случае точки 4 – 41,8°.



Рис. 8

Верификация расчетной модели производилась сопоставлением углов сдвига волокон внешнего слоя от изначальной ориентации 90° , полученных при моделировании в ESI PAM-FORM, и измерений ориентаций волокон в пяти точках на реальном изделии (таблица).

Номер точки	Угол сдвига на модели, град	Угол сдвига на изделии, град	Погрешность, %
1	0,8	0,8	0
2	26,8	27,9	4,1
3	34,6	33,2	5,7
4	46,5	41,8	11,2
5	17,5	17,0	2,9

По результатам сопоставления углов сдвига волокон расчетной модели и изделия, наименьшая погрешность соответствует точке с меньшим углом сдвига волокон и возрастает с увеличением угла сдвига до наибольшего, где наблюдается максимальное отклонение $4,7^\circ$ и погрешность 11,2 %.

Таким образом, при помощи методов ДСК, ДМА и ряда физико-механических испытаний определены входные параметры материала, на основе которых в программном комплексе ESI PAM-FORM построена приближенная модель материала. Произведено моделирование термоформования тестового изделия «двойной купол», по результатам которого дефектные зоны локализованы за пределами рабочей области детали. При помощи системы машинного зрения Arodius произведена регистрация углов ориентаций волокон на реальном изделии, полученном методом термоформования. Проведена верификация полученной расчетной модели на основании сопоставления углов сдвига волокон модели и изделия. По результатам сопоставления углов сдвига волокон в расчетной модели и реальном изделии максимальное отклонение составило 11,2 %, что является хорошим результатом для приближенной модели материала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Akkerman R., Haanappel S. Thermoplastic Stamp Forming // Design and Manufacture of Structural Composites. Elsevier, 2023. P. 301–321.
2. Brooks R.A. et al. A Review on Stamp Forming of Continuous Fibre-Reinforced Thermoplastics // International Journal of Lightweight Materials and Manufacture. 2022. Vol. 5. Iss. 3. P. 411–430.
3. Pegoretti A. Towards Sustainable Structural Composites: A Review on the Recycling of Continuous-Fiber-Reinforced Thermoplastics // Advanced Industrial and Engineering Polymer Research. 2021. Vol. 4. Iss. 2. P. 105–115.
4. Попов И.А., Гортышов Ю.Ф., Попов И.А. Теплопроводность новых углеродных полимерных композитных материалов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 146–149.

5. Weber J., Schlimbach J. Stamp Forming of Partially Consolidated CF/PEEK Tape Preforms Produced in a High-Speed Automated Tape Laying Process // *Polymers and Polymer Composites* [Electronical Journal]. 2023. Vol. 31. URL: <https://journals.sagepub.com/doi/epub/10.1177/09673911231168046> (дата обращения: 25.12.2024).
6. Barocio E. et al. Validation of Shape Change Predictions for Stamp Forming of Carbon Fiber Thermoplastic Composite Laminates // *Composites Part B: Engineering*. 2024. Vol. 275. Article № 111325.
7. Wang H. et al. Experimental Characterisation and Constitutive Modelling of the Intra-Ply Tensile and Shear Properties of Unidirectional Fibre Reinforced Thermoplastics (UD FRTPs) under Solid-State Stamp Forming Conditions // *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*. 2024. Vol. 179. Article № 108034.
8. Wang Z., Chen Y., Zhu G. Thermo-Stamping Shear Characteristics of Thermoplastics Based on X-ray Micro-CT // *Materials and Manufacturing Processes*. 2023. Vol. 38. Iss. 6. P. 668–679.
9. Chen H. et al. Drechsler, Temperature-Dependent Modelling of Tension, in-Plane Shear, and Bending Behaviour in Non-Isothermal Thermo-Stamping Process Simulation of Unidirectional UHMWPE Fibre Reinforced Thermoplastic TPU Composites // *Journal of Thermoplastic Composite Materials*. 2023. Vol. 36. Iss. 10. P. 3891–3918.
10. Yildirim H., Uren N., Ozturk F. Effects of Spring Gripper Configuration and Forming Temperature on the Thermo-Stamping of a Carbon-Fiber Woven-Fabric/Polypheylene Sulfide Composite Sheet // *Measurement Science and Technology*. 2023. Vol. 34. № 8. Article № 085602.
11. Hwang S.-F., Yu C.-X. Spring-in Behavior of Woven Carbon Fiber/Polycarbonate Thermoplastic Composites // *Journal of Thermoplastic Composite Materials*. Vol. 37. Iss. 1. P. 293–309.
12. Yue L. et al. A Dual-Scale Three-Dimensional Thermo-Viscoelastic Model for the Hot Stamping Simulation of Thermoplastic Composites // *Polymer Composites*. 2023. Vol. 44. Iss. 3. P. 1725–1740.
13. Winhard J., Nestler D., Kroll L. Effects of Process Parameters in Thermoforming of Unidirectional Fibre-Reinforced Thermoplastics // *Polymers*. 2024. Vol. 16. № 2. Article № 221.
14. Özdemir A.O. et al. Investigation of Earing Defect and Thickness Distribution in Stamp Forming of Continuous Glass Fiber Reinforced Polypropylene Composite Laminates // *Journal of Thermoplastic Composite Materials*. 2023. Vol. 36. Iss. 5. P. 2154–2168.
15. Boisse P. et al. Advances in Composite Forming through 25 Years of ESAFORM // *International Journal of Material Forming*. 2022. Vol. 15. Iss. 3. Article № 39.
16. Qian C. et al. Numerical and Experimental Studies of Multi-Ply Woven Carbon Fibre Prepreg Forming Process // *Procedia Manufacturing*. 2020. Vol. 47. P. 93–99.
17. Stamopoulos A.G., Lambiase F., Paoletti A. A Numerical Methodology for Improving the Thermoforming Process of Complex Thermoplastic Composite Components // *Materials Research Proceedings*. 2023. № 35. P. 19–27.
18. Пузырецкий Е.А. и др. Моделирование и оптимизация процессов создания композитного тела гибридной лопасти тягового винта // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2022. № 3. P. 141–147.
19. Федяев В.Л. и др. Математическое моделирование вакуумирования сухого технологического пакета семипрегов. I // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2023. № 3. P. 150–158.
20. Brands D. et al. Dataset with Press Forming Results of Unidirectional Thermoplastic Composite Laminates Including in-Plane Deformation Data for Validation of Forming Simulations // *Data in Brief*. 2024. Vol. 53. Article № 110099.
21. Guo W. et al. Numerical Simulation Analysis of Forming of Continuous Fiber Reinforced Polypropylene Composites: Relaxation, Creep, and Hot Stamping // *Journal of Thermoplastic Composite Materials*. 2024. Vol. 37. № 8. P. 2802–2823.
22. Сафин А.Р. Соловьев Р.И. Изготовления и оптимизация режимов вакуумного формования консолидированной пластины из семипрега на основе углеродной ткани и полипропилена // Гагаринские чтения: Сб. тез. работ 47-й Междунар. молодеж. науч. конф., г. Москва, 20–23 апр. 2021. М.: Перо, 2021. С. 1029–1030.
23. Соловьев Р.И. и др. Определение формообразующего поведения термопластичных композиционных материалов для моделирования термоформования // *Заводская лаборатория. Диагностика материалов*. 2023. № 7. С. 61–70.
24. ГОСТ Р 57713-2017. Композиты полимерные. Методы определения плотности и относительной плотности по вытесненному объему жидкости. М.: Стандартинформ, 2017. 10 с.
25. ГОСТ Р 56724-2015. Пластмассы. Дифференциальная сканирующая калориметрия (ДСК). Часть 3. Определение температуры и энтальпии плавления и кристаллизации. М.: Стандартинформ, 2015. 4 с.
26. ГОСТ Р 57969-2017. Композиты полимерные. Определение удельной теплоемкости методом дифференциальной сканирующей калориметрии с температурной модуляцией. М.: Стандартинформ, 2017. 7 с.
27. ГОСТ Р 57830-2017. Композиты. Определение теплопроводности и температуропроводности методом дифференциальной сканирующей калориметрии с температурной модуляцией. М.: Стандартинформ, 2017. 11 с.

28. ГОСТ Р 32656-2017. Композиты полимерные. Методы испытаний. Испытания на растяжение. М.: Стандартиформ, 2017. 23 с.
29. ГОСТ 33519-2015. Композиты полимерные. Метод испытания на сжатие при повышенной температуре. М.: Стандартиформ, 2015. 28 с.

Поступила в редакцию 25.01.25

После доработки 28.01.25

Принята к публикации 28.01.25

Determination of Parameters and Verification of the Model for the Thermoforming Process of Polypropylene-Based Carbon Fiber-Reinforced Plastic

R.I. SOLOV'EV¹, D.A. BAL'KAEV², I.V. LEDYAEV¹, AND L.M. AMIROVA¹

¹Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

²Kazan (Volga region) Federal University, Kazan

A set of input parameters for carbon fiber-reinforced plastic, required to build a computational model of a consolidated plate in the ESI PAM-FORM software, has been defined. The results of measuring these characteristics, including test data obtained in the absence of standards, are presented. Based on the acquired material input parameters, calculations of fiber shear angles and thickness variation of the product during thermoforming were performed. Distribution maps of thickness and reinforcement angles, obtained from simulations of the "double dome" test specimen, are provided. Verification of the computational model was conducted by comparing the fiber shear angles derived from simulations with those measured on the physical specimen using the Apodius machine vision system.

Thermoplastic composite materials, modeling, thermoforming, polypropylene, carbon fiber-reinforced plastic, double dome

О подходе к построению баз знаний для задач авиационной диагностики

Н.О. ДОРОДНЫХ,
канд. техн. наук,
О.А. НИКОЛАЙЧУК,

д-р техн. наук
(Институт динамики систем
и теории управления
им. В.М. Матросова СО РАН,
Иркутск),

Ю.В. КОТЛОВ,

канд. техн. наук
(МГТУ ГА,
Иркутский филиал,
Иркутск),

А.Ю. ЮРИН,

д-р техн. наук
(ИРНИТУ, Иркутск)
iskander@icc.ru

Рассмотрено развитие подхода к построению прототипов декларативных баз знаний классических экспертных систем на основе модельных трансформаций использованием диаграмм переходов состояний и таблиц решений. Данные способы представления информации позволяют описать в виде логических правил взаимосвязи внешних проявлений неисправностей и причин, а также операций по поиску и устранению неисправностей. Подход апробирован при адаптации (настройке) приложения «АвиаТехПом.Терминал» для системы кондиционирования воздуха самолета Cessna 182T и систем электроснабжения, управления и кондиционирования воздуха самолета Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95). Показана целесообразность применения описанного подхода для моделирования ветвящихся сценариев работ, верификации таблиц решений и технических руководств.

Диагностирование воздушных судов, автоматизация, разработка баз знаний, трансформация моделей, визуальные модели, диаграммы переходов состояний, таблицы решений, генерация кода

Одним из факторов, снижающих эффективность и масштаб применения методов искусственного интеллекта для решения задач диагностирования, ремонта и технического обслуживания воздушных судов, является в некоторой степени уникальность (незначительное количество) рассматриваемых объектов, что связано с ограниченным количеством данных, статистических показателей и узкой специализацией соответствующих программных систем. Интеллектуальные решения данной проблемы осуществляются в области создания классических экспертных систем [1–4] и систем распознавания неисправностей на основе нейросетевых моделей [5–7]. Необходимо отметить, что существует ограниченное количество готовых подобных решений, характеризующихся сложностью их настройки и адаптации к особенностям решаемых задач и свойств рассматриваемых объектов. В случае классических экспертных систем необходимы трудоемкие процессы, связанные с концептуализацией, формализацией и кодификацией предметных знаний [8], для нейросетевых моделей нужно осуществлять подготовку представительных наборов (корпусов) данных и обучение моделей [9, 10].

Определенным способом решения указанных проблем является создание программных решений в рамках парадигмы «разработка, ориентированная на конечных пользователей» (End-User Development (EUD)) [11]. Основная идея этой парадигмы состоит в обеспечении возможности адаптации приложений под особенности предметной области силами непрограммирующих пользователей их перенастройкой, перекомпиляцией или повторной сборкой без непосредственного взаимодействия с языками, средами или технологиями программирования. В этом контексте идеи EUD могут реализовываться посредством методов визуального программирования [12], проблемно-ориентированных языков, модельно-ориентированного подхода [13, 14] и другими способами, обеспечивающими сокрытие от конечного пользователя языковых конструкций или деталей программной реализации [15].

Одна из реализаций идей данного подхода [16, 17] использовалась при создании пилотной версии программы «АвиаТехПом» для обучения и интеллектуальной поддержки принятия оперативных решений техником при диагностировании и обслуживании воздушного судна [18]. В частности, при формировании специализированных продукционных баз знаний применялись деревья событий и программно-алгоритмическое обеспечение для их преобразования в программные коды и спецификации [15], что позволило выявить ряд ограничений и определить направления дальнейшего совершенствования подхода. В данной работе описывается развитие модельно-ориентированного подхода, основанное на применении диаграмм переходов состояний и таблиц решений.

«АвиаТехПом» является пилотной программной платформой для построения диагностических интеллектуальных систем поддержки принятия решений, использующих декларативные базы знаний [19]. Построенные на платформе программные системы, предназначенные для оперативной информационной поддержки техников аэродромных служб, позволяют повысить эффективность процессов за счет снижения затрат времени на выполнение работ по поиску и устранению неисправностей и отказов, обеспечить накопление информации по инцидентам для их дальнейшего использования.

Основные подсистемы платформы «АвиаТехПом» представлены на рис. 1.



Рис. 1

Репозиторий – централизованное хранилище данных и знаний на основе СУБД PostgreSQL, содержит структуры, описывающие модель предметной области, включая такие понятия, как работа, материально-техническое обеспечение, признаки неисправности, система и др., а также отношения между ними [20].

С помощью специализированного модуля «Брокер» осуществляется обращение к хранилищу данных в рамках концепции микросервисной архитектуры посредством программных интерфейсов.

Веб-приложение «Сервис» реализует функции по поиску и устранению неисправностей и отказов на основе классических технологий искусственного интеллекта – производственных и прецедентных экспертных систем.

«Терминал» – настольное приложение аналогичной функциональности с веб-приложением, дополненное возможностью использования данных в форме локальных текстовых файлов формата CSV.

«Ассистент» – приложение в форме чат-виджета, взаимодействующее как с централизованным хранилищем, так и локальными файлами. С его помощью также реализуются функции поддержки поиска и устранения неисправностей. Приложение создано с использованием конструктора чат-ботов Aimylogic. Поддерживается возможность общения с пользователем на ограниченном естественном языке (текст) благодаря применению технологий генеративного искусственного интеллекта, в частности методов машинного обучения и большой языковой модели JustGPT.

Таким образом, «АвиаТехПом» представляет собой клиент-серверное приложение, состоящее из серверного «ядра» – репозитория и разных видов клиентских приложений, взаимодействие которых организовано согласно принципам REST API. При этом подсистемы платформы, напрямую взаимодействующие с пользователем («Сервис», «Терминал», «Ассистент»), имеют определенную степень адаптивности, т. е. отдельные элементы их интерфейса подстраиваются под информацию в структурах баз данных и знаний. Фактически большинство полей для ввода и отображения данных (метки с наименованием полей, поля для ввода данных строкового или числового вида, поля ввода в форме выпадающих списков) не определены заранее на этапе программирования, но реализованы механизмы динамического их создания или генерации во время исполнения приложения. Наименования отдельных элементов интерфейса (группы параметров, закладки, кнопки) могут быть заданы пользователем в специальных конфигурационных файлах.

Подобная связь элементов графического интерфейса приложений и структур данных обуславливает важность задачи их наполнения и поддержания в актуальном состоянии.

Для решения данной задачи использовались следующие системы.

1. Табличный редактор Microsoft Excel.

Широкодоступный, но в связи с большим количеством ошибок, связанных с ручным вводом данных, возникла необходимость разработки дополнительных программ-конверторов для загрузки полученных данных в репозиторий.

2. Универсальный редактор баз знаний Personal Knowledge Base Designer (PKBD) [21].

Реализует модельно-ориентированный подход через набор программ-мастеров (последовательностей диалоговых форм) и специализированных генераторов кодов. Более трудоемкий в сравнении с внешними табличными редакторами, особенно при необходимости описания разветвленных сценариев работ (операций).

3. Встроенный редактор таблиц решений подсистемы «Терминал».

Высокоэффективен за счет набора специализированных функций (унификация представления (коррекция данных), поиск ошибок, копирование строк (записей), ввод данных для продолжения цепочки правил, отображение цепочки правил, отображение следующего правила). Применение ограничено редактированием локальных файлов и др.

4. Веб-ориентированная программная система Knowledge Modeling System (KMS) [17].

В частности, активно применялся редактор деревьев событий при описании сценариев [15].

Использование KMS перспективно при необходимости моделирования сценариев (цепочек правил), описывающих последовательности работ, с использованием принципов визуального моделирования знаний и общепринятых нотаций (деревьев событий и отказов). Однако необходимо усовершенствование метода в контексте обеспечения возможности описания разветвленных сценариев со сложными условиями переходов. Подобная возможность была реализована, что позволило уточнить подход к созданию баз знаний на основе модельных трансформаций в контексте решения задач авиационной диагностики.

С методологической точки зрения предлагается воспользоваться специализированной модельно-ориентированной технологией [16] создания прототипов декларативных баз знаний интеллектуальных систем, использующих для поддержки принятия решений модели логических правил и прецедентов. Согласно технологии процесс разработки представляется в виде цепочки последовательных трансформаций концептуальных моделей различной степени абстракции.

Приведем основные этапы процесса разработки.

1. Построение модели предметной области, включая анализ и идентификацию основных понятий и отношений.

Модели строятся с использованием ряда популярных нотаций и средств, в частности UML-диаграмм классов (средства StarUML и XMind), онтологий (Protégé) или концепт-карт (CMapTools), и сохраняются (сериализуются) в XML-подобных форматах.

2. Построение моделей, описывающих последовательность и динамику процессов, на основе модели предметной области.

Модели строятся с использованием специализированных нотаций, в частности деревьев событий и отказов. При этом отношения между узлами моделей интерпретируются как единицы знаний, соответствующие простейшим логическим правилам, описывающим предметные знания. Для использования информации из моделей предметной области создаются трансформационные операторы (или операторы преобразования), которые преобразовывают элементы модели предметной области в элементы модели динамики на основе анализа XML-подобных форматов.

3. Создание базы знаний на основе уточненных сущностей и взаимосвязей, содержащихся в моделях динамики.

База знаний включает структуры, описывающие факты и правила в соответствии с продукционной моделью. При создании структур используются трансформационные операторы, с помощью которых интерпретируются отношения между узлами модели динамики.

4. Создание программных кодов (спецификаций) прототипов баз знаний.

В данном случае трансформационные операторы представляют собой генераторы, которые для структур базы знаний синтезируют конструкции на определенном языке представления знаний, например CLIPS.

5. Тестирование и интеграция.

Данные операции осуществляются либо в условиях целевой программной платформы, либо в рамках инструментария технологии, например PKBD.

В данной работе предлагается расширить технологию за счет использования диаграмм переходов состояний [22], предназначенных для моделирования поведения систем в зависимости от их состояний и внешних воздействий. Каждая диаграмма – это граф, в котором узлы представляют собой состояние системы, связанное с длительным выполнением какой-либо деятельности. Дуги (переходы) – события или действия, приводящие к изменению состояния, могут описываться набором свойств. Диаграмма переходов состояний используется при проектировании и анализе сложных систем, для которых необходимо построить некоторую последовательность событий или работ.

С учетом предлагаемого расширения изменяются подвергаются этапы 2–4, в частности, построение моделей, описывающих последовательность и динамику процессов, осуществляется при помощи диаграмм переходов состояний. Создание базы знаний (фактов и правил) происходит интерпретацией отношений между узлами с учетом свойств дуг (переходов). Создаваемые программные коды представляют собой таблицы решений в формате CSV. Тестирование осуществляется в рамках целевой программной платформы iDSS.Desktop.

Для каждого из этапов предлагается использование определенного набора инструментальных средств (рис. 2), которые были апробированы при анализе документации по отдельным системам самолетов Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95) и Cessna 182T (системы онтологического моделирования Protegé, системы визуального моделирования знаний KMS, универсального редактора декларативных баз знаний со встроенным интерпретатором и набором модулей-конвертеров концептуальных моделей PKBD [21], проблемно-ориентированной программы-оболочки iDSS.Desktop).



Рис. 2

В работе [15] была рассмотрена цепочка Protégé – KMS – PKBD, предполагающая использование онтологических моделей, деревьев событий и встроенного интерпретатора PKBD. В данной работе подробнее рассматривается цепочка Protégé – KMS – iDSS.Desktop, что предполагает использование диаграмм переходов состояний и таблиц решений.

Согласно рассмотренной последовательности (см. рис. 2), на этапе 1 выполнялось построение модели предметной области, включающее определение основных понятий и отношений. В качестве исходных данных использовались онтологические модели в области диагностики [23–25], технические руководства по эксплуатации, поиску и устранению неисправностей, а также информация об отказах в форме карт учета неисправностей авиационной техники. В рамках данной работы использовалась уже готовая модель предметной области, построенная ранее [15].

На рис. 3 представлен фрагмент диаграммы классов UML, описывающий основные классы.



Рис. 3

Решение задач этапа 2 осуществлялось в системе моделирования знаний KMS, которая интегрирована с Protégé «по данным» в части импорта базовых понятий. Таким образом, после переноса информации о предметной области в KMS было осуществлено создание диаграмм переходов состояний, соответствующих определенным цепочкам операций (работ) по поиску и устранению неисправностей. При этом дополнительно задавались параметры и ограничения на их значения как для состояний, так и для переходов между ними.

Диаграммы создавались для системы кондиционирования воздуха самолета Cessna 182T и систем электроснабжения, управления и кондиционирования воздуха самолета Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95) (рис. 4).



Рис. 4

Для каждой комбинации проявлений неисправностей была разработана отдельная диаграмма (табл. 1).

Таблица 1

Самолет	Система	Количество диаграмм	Количество правил определения последовательности операций (работа – работа)	Отношение количества правил к количеству диаграмм	Количество правил определения причин (проявление – система)
Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95)	Электроснабжение	22	828	37,6	173
	Кондиционирование	24	687	28,6	178
Cessna 182T	Кондиционирование	11	52	4,7	23

Решение задач этапа 3, связанных с генерацией структур баз знаний, а также кодов и спецификаций, максимально автоматизировано в KMS. На этом этапе построенные диаграммы экспортируются в один из доступных форматов (XML или CSV), что подразумевает различные способы использования результатов моделирования. Второй способ, который и предлагается в данной работе, позволяет экспортировать данные в виде таблиц решений [26] для их дальнейшей отладки в iDSS.Desktop / «АвиаТех-Пом.Терминал». В табл. 2 приведен фрагмент полученной таблицы решений для системы кондиционирования самолета Cessna 182T. Необходимо отметить, что визуальное моделирование применялось только для построения правил, описывающих зависимости между операциями или работами (работа – работа), поскольку именно в этом случае требовалось построение разветвленных диаграмм переходов состояний. Количественные результаты генерации правил приведены в табл. 1.

Таблица 2

Признак неисправности-1	Признак неисправности-2	Работа			Следующая работа
		Документация	Текущая работа	Результат выполнения работы	
Недостаточный расход хладагента	Недостаточное охлаждение. На смотровом стекле появляются пузырьки	21-50-00-103	Начальная	Выполнено	Проверка герметичности
			Проверка герметичности		Устранение утечки
			Устранение утечки		Зарядка системы

Решение задач тестирования (отладки) и интеграции (этап 4) осуществлялось в среде настольного приложения «Терминал», благодаря которой возможно не только их редактирование при помощи специализированного редактора таблиц решений, но и отладки посредством оригинальной реализации алгоритма сопоставления с образцом.

Была использована следующая последовательность действий при работе с приложением «Терминал» при выполнении действий этапа 4.

1. Предобработка экспортированных по результатам этапа 3 данных, включающая объединение всех результирующих таблиц в один файл с формированием единой таблицы для определенной системы самолета и согласование наименований (переименование) заголовков столбцов.

2. Размещение полученных таблиц решений в служебных директориях приложения «Терминал».

3. Унификация, проверка и редактирование таблиц решений в специализированном редакторе.

4. Отладка отредактированных данных и знаний выполнением различных поисковых запросов на основном экране приложения, в том числе указанием различных комбинаций внешних проявлений неисправностей, а также пошаговой проверкой разных последовательностей (цепочек) операций/работ. Критерием корректности данных являлось полное соответствие полученных результатов нормативным документам.

Применение подходов, предполагающих использование визуальных общепринятых моделей, в частности диаграмм переходов состояний, а также автоматической кодогенерации позволяет значи-

тельно расширить круг пользователей программных систем и более полно вовлекать непрограммируемых специалистов в процесс адаптации/настройки программного обеспечения. В работе было продемонстрирована принципиальная возможность решения задачи построения прототипов баз знаний для задач авиационной диагностики на основе предложенного подхода.

Созданные базы знаний (см. табл. 1) включают логические правила, описывающие зависимости двух типов:

1) между проявлениями неисправностей и причинами, где проявления – это либо сигналы Crew Alerting System, либо внешние признаки, а причины – возможные системы-претенденты на отказ (правила типа проявление – система);

2) между операциями по поиску и устранению неисправностей, где каждой операции соответствует определенный тип и/или раздел документации (правила типа работа – работа).

Если правила первого типа не предполагают многошаговых рассуждений и являются «атомарными», то правила второго типа предполагают построение цепочек (для самолета Cessna 182T) или разветвленных ориентированных графов (для самолета Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95)). Именно в случае построения разветвленных ориентированных графов применялось визуальное моделирование (см. рис. 4) для корректного формирования логических связей между работами. В зависимости от системы самолета по одной диаграмме в среднем формировалось до 37 правил.

Основываясь на результатах использования диаграмм переходов состояний для создания прототипов баз знаний, можно сделать следующие выводы.

Эффективность использования диаграмм по критерию времени (а также большинства систем графических обозначений) определяется как сложностью описываемых структур, так и объемом базы знаний. Обычно она ниже, чем при использовании текстовых и табличных форм представления, в частности таблиц решений.

В сравнении с деревьями событий [15] использование диаграмм переходов состояний более предпочтительно, поскольку благодаря циклическим связям уменьшается количество визуальных объектов на диаграммах. В дальнейшем необходимо обеспечить автоматическое взаимное преобразование данных моделей.

Использование диаграмм переходов состояний позволяет не только верифицировать таблицы решений, визуально представляя цепочки операций, но и технические руководства, в которых присутствуют ошибки, обусловленные человеческим фактором.

Таким образом, результаты, полученные в данной работе, позволяют говорить о перспективности подхода к построению прототипов декларативных баз знаний для диагностирования неисправностей технических систем. Для отработки подхода использовалась система кондиционирования воздуха самолета Cessna 182T и системы электроснабжения, управления и кондиционирования воздуха самолета Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95). В дальнейшем планируется рассмотреть другие системы и типы воздушных судов, а также возможность перенесения отдельных принципов модельно-ориентированной разработки на область виртуальных ассистентов в контексте решения задач авиационной диагностики и технического обслуживания.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по проекту № 121030500071-2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зрячев С.А., Ларин С.Н. Разработка базы знаний послепродажного обслуживания авиационной техники // Изв. СамНЦ РАН. 2022. № 5. С. 48–53.
2. Перфильев О.В., Рыжиков С.Г., Должиков В.А. Интеллектуальная система поиска неисправности на самолете // Изв. СамНЦ РАН. 2018. № 4. С. 326–331.
3. Сухих Н.Н., Рукавишников В.Л. Экспертные системы – средство информационной поддержки принятия решений экипажем самолета // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 2. С. 19–25.

4. *Kotlov Y. et al.* Towards an Intelligent Decision Support System for Aircraft Troubleshooting // Lecture Notes in Mechanical Engineering. Proceedings of 10th International Conference on Recent Advances in Civil Aviation / Ed. O.A. Gorbachev, Xiaoguang Gao, Bo Li. Springer, 2023. P. 77–91.
5. *Бельский А.Б., Есипович О.А., Сафоклов Б.Б.* Прогнозирование технического состояния агрегатов винтокрылых летательных аппаратов на основе нейросетевого моделирования // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 4. С. 4–14.
6. *Баутин А.А., Свирский Ю.А.* Применение нейросетевых технологий в задачах мониторинга состояния критических мест конструкции транспортных самолетов // Вестник МАИ. 2020. № 4. С. 81–91.
7. *Долгов О.С., Сафоклов Б.Б., Смагин А.А.* Диагностика и прогнозирование ресурса взлетно-посадочных устройств с использованием искусственных нейронных сетей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 2. С. 3–10.
8. *Гаврилова Т.А., Кудрявцев Д.В., Муромцев Д.И.* Инженерия знаний. Модели и методы. СПб.: Лань, 2016. 324 с.
9. *Schmidhuber J.* Deep Learning in Neural Networks: An Overview // Neural Networks. 2015. Vol. 61. P. 85–117.
10. *Matsuo Y. et al.* Deep Learning, Reinforcement Learning, and World Models // Neural Networks. 2022. Vol. 152. P. 267–275.
11. *Barricelli B.R. et al.* End-User Development, End-User Programming and End-User Software Engineering: A Systematic Mapping Study // Journal of Systems and Software. 2019. Vol. 149. P. 101–137.
12. *Coronado E. et al.* Visual Programming Environments for End-User Development of Intelligent and Social Robots, a Systematic Review // Journal of Computer Languages. 2020. Vol. 58. Article № 100970.
13. *Da Silva A.R.* Model-Driven Engineering: A Survey Supported by the Unified Conceptual Model // Computer Languages, Systems & Structures. 2015. Vol. 43. P. 139–155.
14. *Model-Driven Engineering of Information Systems: Principles, Techniques, and Practice* / Eds. L.G. Cretu, D. Florin. Apple Academic Press, 2014. 350 p.
15. *Котлов Ю.В., Николайчук О.А., Юрин А.Ю.* Использование деревьев событий при автоматизации и интеллектуализации диагностирования и ремонта авиационной техники // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 4. С. 222–228.
16. *Дородных Н.О., Юрин А.Ю.* Технология создания производственных экспертных систем на основе модельных трансформаций. Новосибирск: СО РАН, 2019. 144 с.
17. *Дородных Н.О., Юрин А.Ю.* Программная реализация алгоритмов для создания прототипов баз знаний на основе визуального моделирования и трансформаций // Программные продукты и системы. 2024. № 3. С. 324–333.
18. *Юрин А.Ю., Котлов Ю.В.* АвиаТехПом: Состояние и перспективы // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. 2024. № 1. С. 146–156.
19. *Юрин А.Ю., Утехин С.Ю.* Применение программно-алгоритмического обеспечения «АвиаТехПом» при решении задач ремонта и технического обслуживания воздушных судов // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. 2024. № 4. С. 116–126.
20. *Yurin A.Yu., Kotlov Y.V., Popov V.M.* The Conception of an Intelligent System for Troubleshooting an Aircraft [Electronical Resource]. URL: <https://ceur-ws.org/Vol-2984/paper6.pdf> (дата обращения: 5.02.2025).
21. *Yurin A.Yu., Dorodnykh N.O.* Personal Knowledge Base Designer: Software for Expert Systems Prototyping // SoftwareX. 2020. Vol. 11. Article № 100411.
22. *Хопкрофт Дж., Мотвани Р., Ульман Дж.* Введение в теорию автоматов, языков и вычислений. М.: Вильямс, 2008. 528 с.
23. *Берман А.Ф.* Деградация механических систем. Новосибирск: Наука, 1998. 320.
24. *Грибова В.В., Шалфеева Е.А.* Онтология диагностики процессов // Онтология проектирования. 2019. № 4. С. 449–461.
25. *Дородных Н.О., Николайчук О.А., Юрин А.Ю.* Использование онтологических шаблонов содержания при построении баз знаний для технического обслуживания и ремонта авиационной техники // Онтология проектирования. 2022. № 2. С. 158–171.
26. *Seagle J.P., Duchessi P.* Acquiring Expert Rules with the Aid of Decision Tables // European Journal of Operational Research. 1995. Vol. 84. Iss. 1. P. 150–162.

Поступила в редакцию 5.03.25
 После доработки 14.03.25
 Принята к публикации 14.03.25

An Approach to Building Knowledge Bases for Aviation Diagnostics Tasks

N.O. DORODNYKH¹, O.A. NIKOLAICHUK¹, YU.V. KOTLOV², AND A.YU. YURIN³

¹ Matrosov Institute for System Dynamics and Control Theory of Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, Irkutsk

² Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk Branch, Irkutsk

³ INRTU, Irkutsk

The paper describes the extension of the author's approach to building prototypes of declarative knowledge bases of classical expert systems based on model transformations through the use of state transition diagrams and decision tables. These methods describe in the form of logical rules the information about relationships between the external signs of malfunctions and the causes, as well as between troubleshooting operations. The approach has been tested during the adaptation of the AviaTekhPom.Terminal application for the Cessna 182T air conditioning system and Sukhoi Superjet 100 (RRJ-95) power supply, control, and air conditioning systems. The estimation of results showed the expediency of using the described approach for modeling the branching scenarios of operations, verifying decision tables, and technical manuals.

Aircraft diagnostics, automation, knowledge base development, model transformation, visual models, state transition diagrams, decision tables, code generation

Экспериментальные исследования влияния эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи летательного аппарата на радиоприемники через антенные системы

Проводятся экспериментальные исследования влияния эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи бортового оборудования летательного аппарата на радиоприемники через антенные системы. В качестве основных приемников электромагнитных помех рассматривается антенно-фидерный тракт радиоприемников летательного аппарата. Разработан экспериментальный стенд для исследования электромагнитных помех, приведенных ко входу радиоприемника радиоэлектронного средства при влиянии эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи бортового оборудования. Рассматривается летательный аппарат, фюзеляж и оперение которого изготовлены из композитного материала.

Р.Р. ГАЙНУТДИНОВ,
канд. техн. наук,
С.Ф. ЧЕРМОШЕНЦЕВ,
д-р техн. наук,
Д.А. ГОЛУБОВИЧ
(КНИТУ-КАИ, Казань)
emc-kai@mail.ru

Электромагнитная совместимость, линия связи, радиоприемник, экспериментальный стенд, эмиссия электромагнитных помех, композитный фюзеляж, летательный аппарат

В настоящее время в летательных аппаратах широко используются автоматизированные технические системы. Автоматизация летательных аппаратов предполагает массовое применение электроники для управления исполнительными механизмами. Таким образом, применяются системы управления и контроля на основе современной элементной базы, с низкими уровнями сигналов и питающих напряжений. В свою очередь, для повышения экономической эффективности летательных аппаратов уменьшением их массы и увеличением прочности фюзеляжа применяются композитные (углепластиковые и стеклопластиковые) материалы [1–3].

Базовым критерием, определяющим качество, надежность и функциональную безопасность летательного аппарата, является его электромагнитная совместимость, т. е. способность летательного аппарата функционировать в существующей электромагнитной обстановке, обусловленной электромагнитным взаимодействием его бортового оборудования и внешнего электромагнитного воздействия [4, 5].

При разработке летательных аппаратов необходимо решить ряд противоречивых задач. Так, необходимо обеспечить надежность функционирования в ограниченном пространстве композитного фюзеляжа большого количества электротехнических, электронных и радиоэлектронных систем. В бортовом оборудовании летательного аппарата одновременно применяются аналоговые, цифровые и СВЧ-устройства, работающие в широком диапазоне частот (до нескольких гигагерц), напряжений и токов, в связи с чем возрастает электромагнитное взаимовлияние. Из-за применения фюзеляжей летательных аппаратов на основе композитов (полностью или частично) сложно обеспечить электромагнитную совместимость бортового оборудования. Композитные материалы характеризуются низкой электрической проводимостью, эффективностью экранирования, анизотропностью и т. д. [3]. Так, следствием применения конструкций из композитных материалов является ухудшение электромагнитной обстановки, и дополнительно усложняется решение задачи обеспечения электромагнитной совместимости.

Для обеспечения электромагнитной совместимости летательных аппаратов в первую очередь необходимо определить электромагнитную обстановку во внутрифюзеляжном пространстве, обусловленную функционированием бортового оборудования. Одним из основных источников электромагнитных помех во внутрифюзеляжном пространстве летательных аппаратов является эмиссия электромагнитных помех, характеризующаяся излучениями от линий связи при функционировании бортового оборудования. Линии связи подобно антеннам излучают электромагнитные поля, создавая паразитную электромагнитную обстановку.

Задачи, связанные с исследованиями эмиссии электромагнитных помех от блоков и линий связи электронных средств, решаются в работах [6–11], где описаны теоретические и экспериментальные методики исследования помех, излучаемых линиями связи при функционировании технических систем. Основу исследований, как правило, составляют экспериментальные и аналитические методы исследований. Для исследования эмиссии также применяются методы электродинамического моделирования при существенном упрощении объекта исследования. Известные результаты исследований включают рекомендации по уменьшению эмиссии электромагнитных помех на основе базовых методов обеспечения электромагнитной совместимости. Во многих работах описывается опыт исследования и обеспечения электромагнитной совместимости при эмиссии электромагнитных помех от устройств или систем конкретного типа. При этом в работах отсутствуют экспериментальные исследования эмиссии электромагнитных помех, которые можно сопоставить с расчетными подходами для определения точности и адекватности. В свою очередь, вопросы влияния эмиссии электромагнитных помех от линий связи на радиоприемники радиоэлектронных средств не рассматриваются достаточно полно в научно-технической литературе.

Целью данной работы является разработка экспериментального стенда для исследования эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи и их влияние на антенные системы радиоприемников летательных аппаратов.

В целом выделяют два аспекта проблемы влияния эмиссии электромагнитных помех на бортовое оборудование летательных аппаратов. Первый аспект связан с исследованием электромагнитной обстановки, создаваемой излучениями от линий связи интерфейсов и сети питания. Полученные данные могут быть использованы при определении оптимальных мест размещения бортового оборудования. Второй аспект заключается в анализе влияния излучений от линий связи на радиоприемники бортового оборудования, а именно на радиоприемники радиоэлектронных средств [12].

Объектом исследования является летательный аппарат, фюзеляж которого изготовлен из композитного материала. Предмет исследования – электромагнитные помехи в антенно-фидерных линиях связи летательного аппарата.

Разработанный экспериментальный стенд для исследования электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при влиянии эмиссии электромагнитных помех позволяет проверить точность и адекватность математических моделей, необходимых для моделирования задач электромагнитной совместимости (рис. 1). Кроме того, экспериментальные исследования выявляют возможность электромагнитных влияний, которые необходимо учитывать при проектировании и разработке летательных аппаратов, в первую очередь изготовленных из композитных материалов.

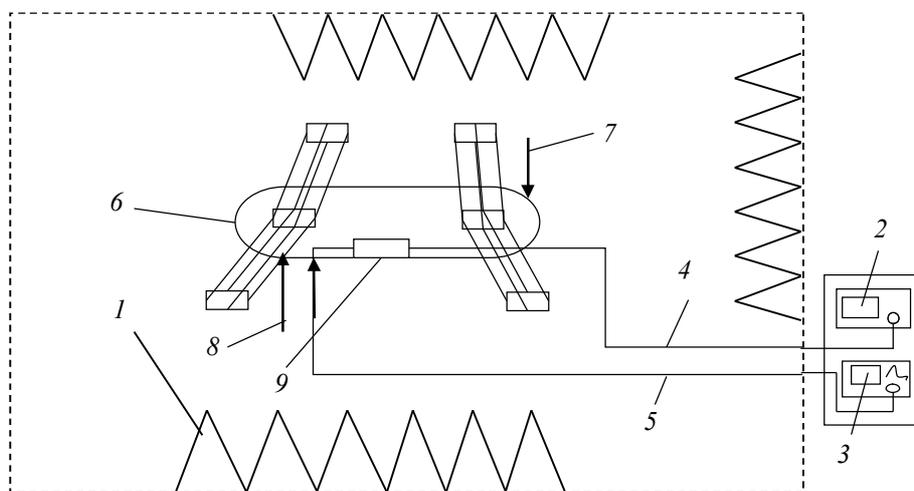


Рис. 1

В состав экспериментального стенда входит следующее измерительное оборудование: 1 – безэховая экранированная камера; 2 – измерительный прибор (цифровой осциллограф с полосой пропускания 0,5 ГГц, частотой дискретизации 5 ГГц); 3 – генератор гармонических сигналов (R&S SMA 100); 4 – коаксиальная линия для измерения параметров электромагнитных помех; 5 – коаксиальная линия для подачи сигнала на антенну радиопередатчика; 6 – летательный аппарат; 7 – антенна радиопередатчика; 8 – антенна радиосредства; 9 – монтажная печатная плата.

Измерение электромагнитных помех в малых летательных аппаратах при эмиссии от линий связи сопряжено со значительными трудностями: в исследуемых линиях связи существует целая группа различных типов электромагнитных помех со взаимным преобразованием, дополнительно необходимо исключить электромагнитные помехи от воздействия внешних электромагнитных источников. Щупы измерительных приборов искажают истинную картину электромагнитного поля.

При анализе электромагнитных помех в линиях связи летательного аппарата для каждого случая выполняется не менее десяти измерений, в результате исключаются явно аномальные значения, а итоговое значение выбирается как среднее от измеренных.

В работе рассматривается беспилотный летательный аппарат типа конвертоплан со следующими параметрами: длина – 1100 мм, размах крыльев – 1000 мм, ширина и высота фюзеляжа – 200 мм, тип материала фюзеляжа – слоистый композит (углепластик), толщина материала – 5 мм.

Для анализа электромагнитных помех разработан макет тестовой печатной платы размерами 50×90 мм (двухсторонний фольгированный стеклотекстолит), имитирующей плату управления летательного аппарата. В печатную плату встроены разъемы типа BNC. К контактам разъема с одной стороны подсоединяется линия связи, с другой – коаксиальная измерительная линия. В качестве линий связи рассматриваются типовые линии связи – двухпроводные, микрополосковые. На каждую линию связи последовательно подаются синусоидальный сигнал напряжением 1 В и частотой 450 МГц. При этом электромагнитные помехи измеряются на антеннах, расположенных в носовой и хвостовой части фюзеляжа. Антенные системы, имитирующие радиомодем (400 МГц) и целевое радиосредство (800 МГц), выполнены в виде четвертьволновых вибраторов (рис. 2).

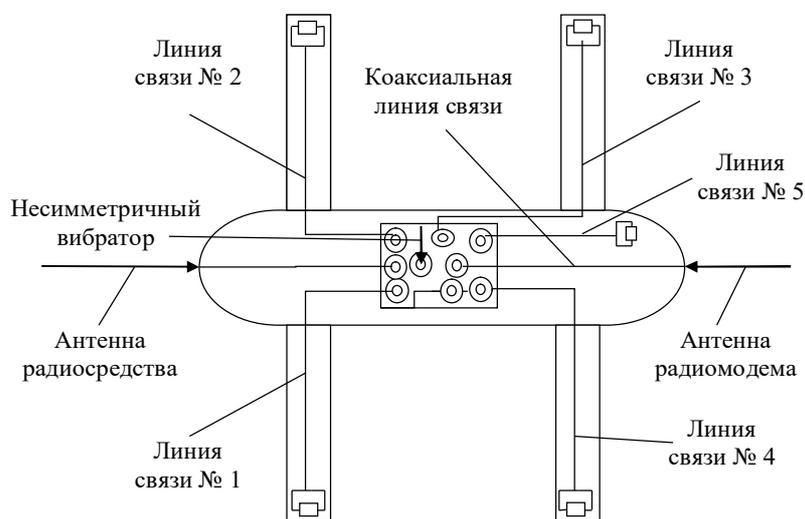


Рис. 2

В работе рассматривается эмиссия электромагнитных помех от пяти линий связи.

Сервоприводы имитируются эквивалентной нагрузкой, в качестве которой применяется резистор (50 Ом). Аналогичным образом микрополосковая линия нагружена на резистор (50 Ом). В случае с витой парой эквивалентную нагрузку выполняют два последовательно соединенных резистора по 50 Ом. Дипольные приемные антенны, расположенные в носовой и хвостовой частях беспилотного летательного аппарата, соединяются с тестовой монтажной платой посредством коаксиальной линии связи.

Таким образом, разработан экспериментальный стенд для исследования электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах летательных аппаратов при эмиссии электромагнитных помех от интерфейсных линий связи.

Значения электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при влиянии линии связи № 1, соединяющей плату управления и сервопривод в левом переднем крыле, а именно в антенне, расположенной в носовой части (рис. 3, а), составляют 11,5 мВ, в хвостовой части летательного аппарата (рис. 3, б) – 6,2 мВ.

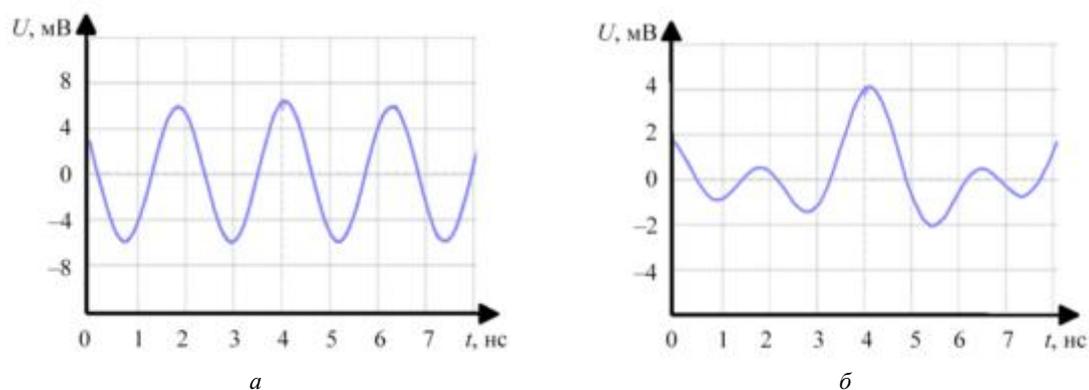


Рис. 3

Значения электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при влиянии линии связи № 2, соединяющей плату управления и сервопривод в правом переднем крыле, а именно в антенне, расположенной в носовой части (рис. 4, а), составляют 41,4 мВ, в хвостовой части летательного аппарата (рис. 4, б) – 28,8 мВ.

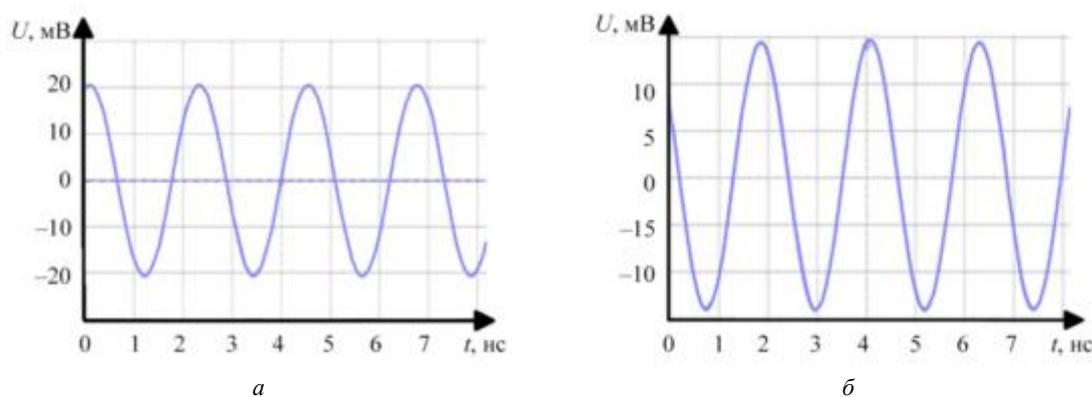


Рис. 4

Значения электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при влиянии линии связи № 3, соединяющей плату управления и сервопривод в левом заднем крыле, а именно в антенне, расположенной в носовой части (рис. 5, а), составляют 16,2 мВ, в хвостовой части летательного аппарата (рис. 5, б) – 29,3 мВ.

Значения электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при влиянии линии связи № 4, соединяющей плату управления и сервопривод в правом заднем крыле, а именно в антенне, расположенной в носовой части (рис. 6, а), составляют 21,8 мВ, в хвостовой части летательного аппарата (рис. 6, б) – 124,5 мВ.

Линия связи № 5, представленная витой парой и имитирующая линию связи интерфейса, соединяет плату управления и оборудование в носовой части. Значения электромагнитных помех в антенно-

фидерных трактах при влиянии линии связи № 5, а именно в антенне, расположенной в носовой части (рис. 7, а), составляют 18,9 мВ, в хвостовой части летательного аппарата (рис. 7, б) – 29,3 мВ.

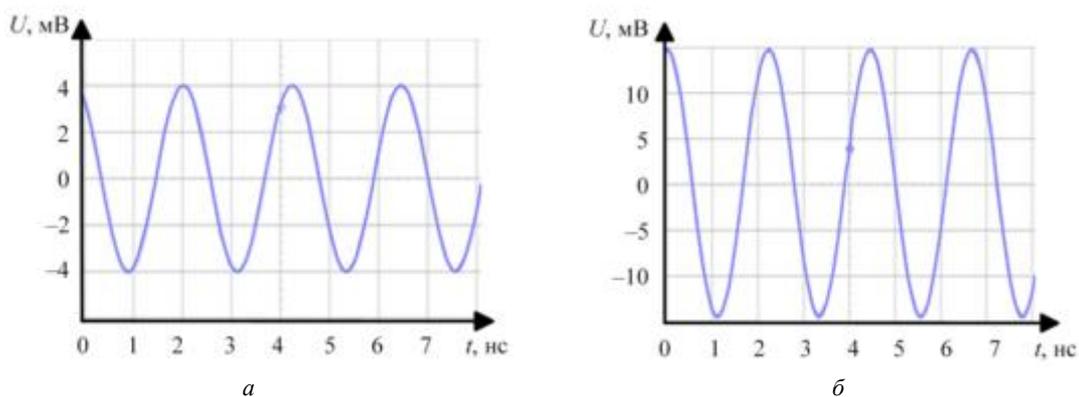


Рис. 5

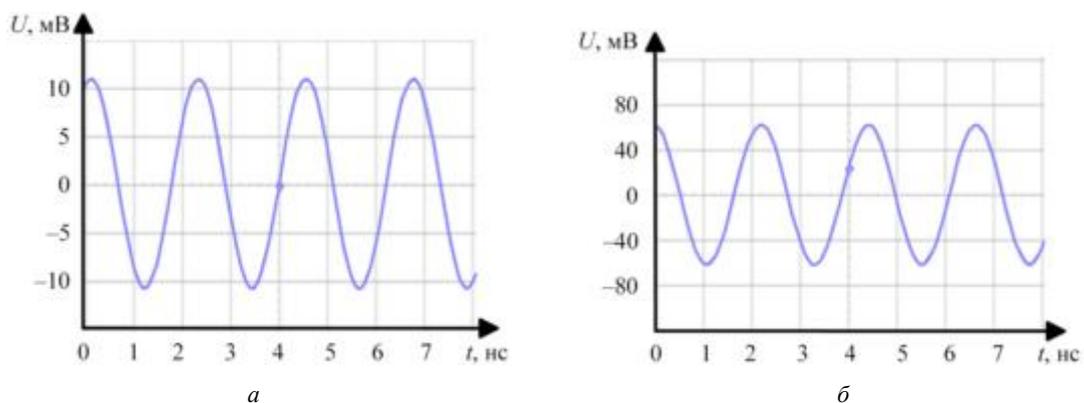


Рис. 6

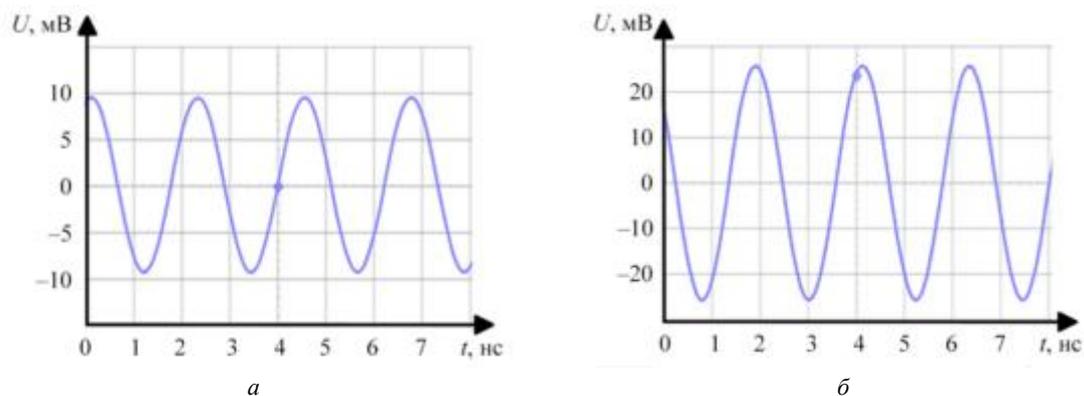


Рис. 7

Согласно результатам исследования электромагнитные помехи в антенно-фидерных трактах летательного аппарата при влиянии эмиссии электромагнитных помех от линий связи интерфейсов (уровень – 1 В) могут достигать 124,5 мВ.

При сравнении измеренных уровней электромагнитных помех и уровней чувствительности типовых радиоприемников установлено, что возникающие электромагнитные помехи превышают допустимые уровни, следовательно, может ухудшиться качество функционирования бортового оборудования. Для устранения данных недостатков необходимо применять организационные и технические методы обеспечения электромагнитной совместимости.

Для уменьшения уровня электромагнитных помех, создаваемых эмиссией от линий связи, наиболее эффективны конструкционные методы обеспечения электромагнитной совместимости, в частности экранирование. Так, при прокладке линий связи необходимо применять металлические экраны с уровнем эффективности экранирования не менее 60 дБ. Дополнительно возможно экранирование фюзеляжа (например, металлической сеткой или тканью). Для уменьшения уровней электромагнитных помех в антенных трактах можно использовать полосовые фильтры и методы оптимального конструирования [12–16].

Таким образом, разработан экспериментальный стенд и получены результаты экспериментальных исследований электромагнитных помех в антенно-фидерных трактах при эмиссии электромагнитных помех от линий связи бортового оборудования летательных аппаратов.

Благодаря результатам исследования можно оценить специфику электромагнитных взаимодействий при эмиссии электромагнитных помех и функционировании бортового оборудования летательных аппаратов и влияние электромагнитной обстановки, создаваемой эмиссией электромагнитных помех от линий связи, на антенные системы летательных аппаратов. Полученные результаты исследования могут использоваться при сопоставительном анализе для подтверждения расчетных методов исследования.

Данная работа выполнена благодаря соглашению № 075-03-2023-032 от 16.01.2023 (шифр FZSU-2023-0004) между Министерством науки и высшего образования Российской Федерации и КНИТУ-КАИ по теме «Повышение эффективности и надежности элементов оборудования, создание новых нано- и полимерных композиционных материалов для энергетических и транспортных систем».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Балюк Н.В. и др.* Электромагнитная совместимость технических средств подвижных объектов. М.: МАИ, 2004. 648 с.
2. *Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф.* Электромагнитная совместимость перспективных авиационных комплексов // Технологии электромагнитной совместимости. 2018. № 2 (65). С. 62–78.
3. *Dawsonet J.F. et al.* Shielding Effectiveness of Non-Woven Carbon Fibre Sheets: Modelling the Microstructure // Proc. of the 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC, May 23–25, 2016, Valencia, Spain. P. 1–6.
4. *Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф.* Методология обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости бортового оборудования беспилотных летательных аппаратов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2016. № 4. С. 155–160.
5. *Седелников Ю.Е. и др.* Антенные системы радиосредств перспективных БЛА: проблемы и направления решения // Изв. вузов. Авиационная техника. 2015. № 2. С. 81–86.
6. *Кириллов В.Ю., Марченко М.В., Томилин М.М.* Электромагнитная совместимость бортовой кабельной сети летательных аппаратов. М.: МАИ, 2014. 172 с.
7. *Кечиев Л.Н., Лемешко Н.В.* Виртуальная сертификация радиоэлектронной аппаратуры по уровню помехоэмиссии. Постановка проблемы // Технологии электромагнитной совместимости. 2010. № 2. С. 3–15.
8. *Чермошенцев С.Ф.* Информационные технологии электромагнитной совместимости электронных средств. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2000. 152 с.
9. *Paul C.R.* Analysis of Multiconductor Transmission Lines. John Wiley & Sons, Inc., 2007. 816 p.
10. *Sorensen M., Hubing T.H., Jensen K.* Study of the Impact of Board Orientation on Radiated Emissions due to Common-Mode Currents on Attached Cables // Proc. of the IEEE International Symposium, July 25–29, 2016, Ottawa, Canada. P. 36–39.
11. *Baklezos A.T.* Electromagnetic Emission Modeling in Case of Shielded Cabling with Respect to the Ground Dielectric Properties // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2016. Vol. 58. Iss. 6. P. 1694–1700.
12. *Tabachnikova T.V. et al.* Forecasting Technical State and Efficiency of Electrical Switching Devices at Electric Complexes in Oil and Gas Industry // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. Vol. 860. Article № 012014.
13. *Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф.* Эмиссия электромагнитных помех от линий связи бортового оборудования беспилотного летательного // Радиотехника и электроника. 2020. № 3. С. 221–227.
14. *Gaynutdinov R.R., Chermoshentsev S.F.* Emission of Electromagnetic Disturbances from Coupling Paths of Avionics Unmanned Aerial Vehicles // Proc. of the International Siberian Conference on Control and Communications, June 29–30, 2017, Astana, Kazakhstan, 2017. P. 1–5.
15. *Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф.* Размещение бортового оборудования в пространстве фюзеляжа беспилотного летательного аппарата с применением генетического алгоритма // Моделирова-

ние, оптимизация и информационные технологии [Электронный журнал] 2024. № 1. URL: <https://moitvivi.ru/ru/journal/pdf?id=1484> (дата обращения: 11.02.2025).

16. *Амирханов А.А., Гайнутдинов Р.Р.* Трассировка кабелей в технических объектах с учетом критерия электромагнитной совместимости // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2024. № 1. С. 79–86.

Поступила в редакцию 11.03.25

После доработки 18.03.25

Принята к публикации 18.03.25

Experimental Studies of the Impact of Electromagnetic Influences from Aircraft Interface Communication Lines on Radio Receivers through Antenna Systems

R.R. GAINUTDINOV, S.F. CHERMOSHENTSEV, AND D.A. GOLUBOVICH

Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

The paper describes the experimental studies of the emission of electromagnetic interference from aircraft onboard equipment interface communication lines on radio receivers through antenna systems. The antenna-feeder path of the aircraft radio receivers acts as the main receiver of electromagnetic influences. An experimental test bench has been developed for studying electromagnetic influences arising at the input of a radio receiver of radio electronic units when electromagnetic interference affects the onboard equipment interface communication lines. An aircraft with composite fuselage and empennage is considered.

Electromagnetic compatibility, communication line, radio receiver, experimental test bench, electromagnetic interference emission, composite fuselage, aircraft

Оценка акустических характеристик низкочастотных образцов звукопоглощающих конструкций с разной геометрией отверстий методом передаточной функции при высоких уровнях звукового давления

О.Ю. КУСТОВ,
канд. техн. наук,
И.В. ХРАМЦОВ,
канд. техн. наук,
А.А. КУЗНЕЦОВ,
аспирант
(ПНИПУ, Пермь)
kustovou@yandex.ru

Рассмотрены акустические характеристики тестовых образцов низкочастотных звукопоглощающих конструкций с удлиненной шейкой отверстий при воздействии высоких уровней звукового давления. Проведена оценка акустического поглощения и вязких диссипативных потерь для образцов с круглыми отверстиями и отверстиями в форме щели и звезды.

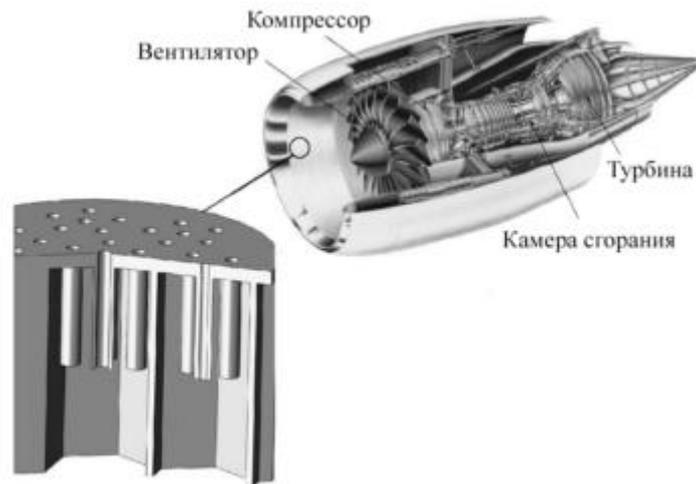
Аэроакустика, звукопоглощающие конструкции, импеданс, низкие частоты, резонатор с удлиненной шейкой

Звукопоглощающие конструкции в каналах двигателей самолетов должны иметь минимальную толщину и массу. С развитием авиации совершенствуются силовые установки, что, чаще всего, выражается в увеличении тяги и, как следствие, увеличении степени двухконтурности m . Увеличиваются размеры лопаток вентилятора, обороты уменьшаются, и частотный диапазон настройки звукопоглощающей конструкции смещается в сторону низких частот. Для двигателей с $m > 10$ первая гармоника шума вентилятора на режимах взлета, набора высоты и посадки может излучать акустическую энергию на частоте ниже 500 Гц, причем все эти режимы работы осуществляются при уровнях звукового давления более 110 дБ, что соответствует нелинейным режимам работы звукопоглощающей конструкции.

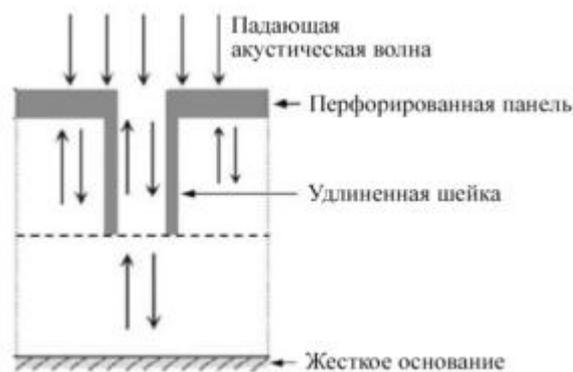
Эффективная работа в низкочастотном диапазоне конструкции резонатора звукопоглощающей конструкции будет зависеть от выбранного способа смещения собственной частоты резонатора в область низких частот. Наиболее простым является вариант увеличения объема полости резонатора [1–3], но при использовании данного метода увеличиваются габариты и масса мотогондолы. Однако благодаря современным аддитивным технологиям можно исследовать такие подходы, как использование удлиненного горла отверстия перфорации. Удлиненное горло позволяет сохранить малую массу конструкции, так как не увеличивается внутренний объем резонатора (рис. 1, а).

На рис. 1, б представлен вариант удлиненного горла (далее – удлиненная шейка) резонатора звукопоглощающей конструкции в разрезе [4]. Данный подход продемонстрирован в работах [5–10], где низкочастотные резонаторы с удлиненной шейкой предоставляют более широкие возможности для управления импедансом посредством увеличения/снижения турбулентной энергии вихря.

В работе [6] на основе аналитических, численных и экспериментальных подходов исследовался резонатор с удлиненной шейкой и влияние его длины, формы, а также перфорации в стенках шейки на акустические характеристики – собственную частоту и коэффициент потерь при касательном прохождении волн. В работах [7, 5] исследовалось влияние на импеданс звукопоглощающей конструкции диаметра отверстия и длины шейки. В статье [8] установлено, что длина шейки и величина смещения собственной частоты резонатора находятся в нелинейной зависимости. В работе [9] рассматривалась звукопоглощающая конструкция с удлиненными шейками и разной глубиной резонаторов. Согласно исследованиям благодаря данной конструкции существенно увеличивается коэффициент звукопоглощения во всем диапазоне рассмотренных частот (100...315 Гц). В исследовании [10] шейка резонатора была не только удлиненной, но и изогнутой. Было также показано, что вследствие уменьшения диаметра шейки и ее удлинения повышается коэффициент звукопоглощения в области низких частот. При этом не выявлено работ, где рассматривались высокие уровни звукового давления.



а



б

Рис. 1

При увеличении уровней звукового давления усиливается влияние на импеданс звукопоглощающей конструкции внутри отверстий перфорированного слоя и на их кромках, внутри и снаружи возникают значительные колебания воздушной массы среды – интенсивная завихренность. Чем выше уровни звукового давления, тем более интенсивные вихри формируются [11]. Что касается нелинейного поведения акустического импеданса отверстия, в исследовании [12] было впервые зафиксировано увеличение акустического сопротивления (импеданса) с соответствующим увеличением скорости частиц в отверстии. Следовательно, за счет вихреобразования поток частиц вырывается из отверстия, а кинетическая энергия, связанная с вращением вихрей срыва, впоследствии рассеивается молекулярной вязкостью. Преобразование акустической энергии в кинетическую энергию образующихся вихрей и последующее рассеивание ее за счет вязкости является доминирующим нелинейным механизмом диссипации [13].

При проектировании новых образцов звукопоглощающих конструкций целесообразно проводить эксперименты на интерферометре с нормальным падением волн, чтобы быстро получить акустические характеристики при высоких уровнях звукового давления. В данной работе рассматриваются именно высокие уровни звукового давления (140 и 160 дБ), что характерно для каналов авиационных двигателей. Эта первая оценка дает представление об акустической эффективности и качестве изготовления выполненного варианта звукопоглощающих конструкций, поэтому измерения на интерферометре должны быть выполнены очень точно.

Для определения акустических характеристик образцов звукопоглощающих конструкций при нормальном падении стандартно используют метод передаточной функции [14], метод Дина [15] или метод [16] с использованием двух и более микрофонов. Для получения максимальных данных при измерениях в интерферометре эти три метода можно использовать одновременно и в разных вариациях. При

верификации акустических характеристик с численным моделированием [17] используются два метода – метод передаточной функции и метод Дина. В данной работе проводится экспериментальное исследование определения акустических характеристик образца звукопоглощающих конструкций с помощью метода передаточной функции и полуэмпирической модели [18] для оценки резонансной частоты геометрии при проектировании. Метод передаточной функции представляет собой экспериментальный подход к определению нормализованного импеданса через коэффициент отражения по результатам измерений акустического поля при использовании двух и более микрофонов в интерферометре нормального падения на основе определения амплитуд падающей и отраженной волн:

$$Z = \frac{P}{u} = \frac{1+R}{1-R} \rho c,$$

где P – акустическое давление на поверхности звукопоглощающей конструкций, Па; u – нормальная компонента акустической скорости на поверхности звукопоглощающей конструкции, м/с; $R = C/B$ – коэффициент отражения; B, C – амплитуды падающей и отраженной волн; ρ – плотность воздуха, кг/м³; c – скорость звука, м/с.

Резонансная частота образцов звукопоглощающих конструкций определялась по полуэмпирической модели [18] следующим образом:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \frac{g}{\sqrt{L \left(l + l_i + l_e + L \frac{g^2}{3} \right)}},$$

где $g = \sqrt{S_0/S}$; S_0 – площадь отверстия, м²; S – площадь поперечного сечения внутренней полости резонатора, м²; L – высота резонатора, м; l – высота шейки, м; l_i, l_e – полуэмпирические поправки, м.

На первом этапе исследования проанализированы три модельных образца звукопоглощающих конструкций с габаритным диаметром 30 мм, высотой 22 мм и диаметрами одиночных отверстий 4,6; 4,8; 5 мм (рис. 2, *а*). Низкочастотные образцы с диаметрами отверстий 4,6; 4,8; 5 мм характеризуются наличием шейки отверстия (цилиндр), углубленной на 10 мм во внутренний объем резонатора (рис. 2, *б*). Одно, два и три отверстия с диаметрами 4,6 мм (рис. 2, *а, в, д*) сравнивались с целью анализа зависимости для идентичных образцов с удлиненной шейкой. Также сравнивался образец с отверстием 5 мм с образцами с отверстиями в форме щели и форме звезды идентичной площадью в 5 мм (рис. 2, *ж, з*).

На втором этапе дополнительно рассмотрены только низкочастотные образцы с удлиненной шейкой в случае двух и трех отверстий на образце с диаметром 4,6 мм (рис. 2, *г, е*). Также исследуются образцы с удлиненной шейкой отверстий в форме щели и звезды с идентичной площадью для образца с отверстием 5 мм. Все натурные образцы напечатаны на 3D-принтере, имеют боковую стенку, и в каждом образце при измерениях использовалось плоское основание. Данные особенности натурных конструкций связаны с необходимостью минимизации акустических утечек, которые отмечались ранее при проведении испытаний образцов звукопоглощающих конструкций [19].

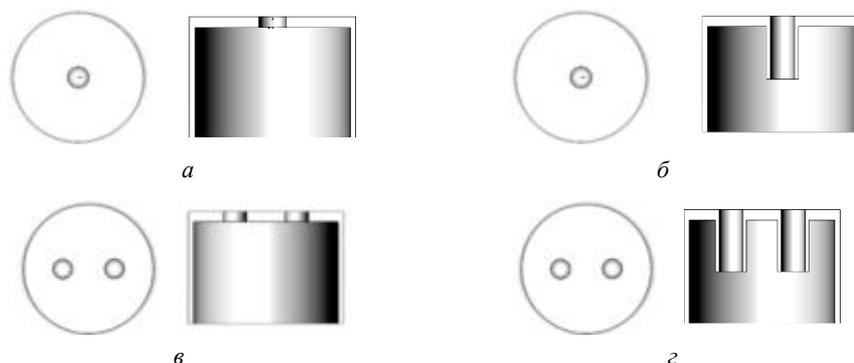


Рис. 2 (Начало)

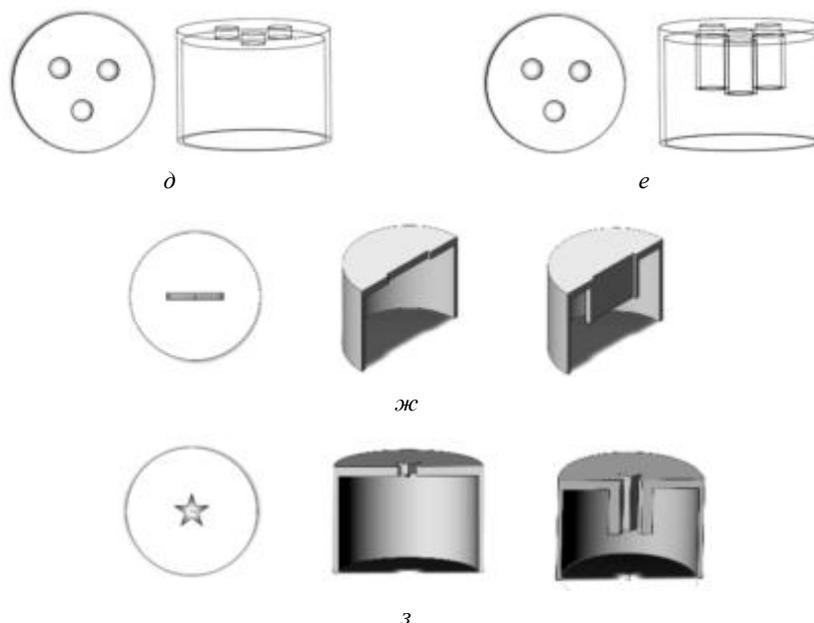


Рис. 2 (Окончание)

Геометрия образцов с диаметром отверстий 4,6 мм приведена в таблице.

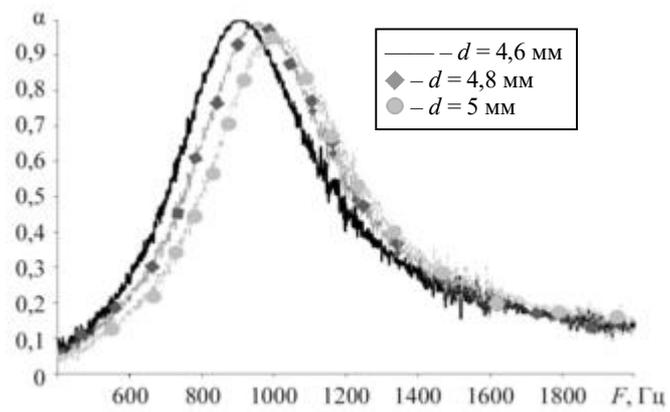
Геометрические характеристики	Тестовый образец звукопоглощающих конструкций					
	С одним отверстием	С двумя отверстиями	С тремя отверстиями	С одним отверстием с удлиненной шейкой	С двумя отверстиями с удлиненной шейкой	С тремя отверстиями с удлиненной шейкой
Коэффициент перфорации, %	16,4	23,2	28,4	16,4	23,2	28,4
Толщина пластины перфорации, мм	2	2	2	2+10 (длина шейки)	2+10 (длина шейки)	2+10 (длина шейки)
Глубина резонатора, мм	18,5	18,5	18,5	18,5	18,5	18,5
Расчетная резонансная частота, Гц [18]	903	1268	1536	531	749	914
Резонансная частота, Гц (эксперимент)	900	1290	1565	533	769	950

Измерения на интерферометре нормального падения волн с рабочим диаметром $d = 30$ мм [20] (рис. 3) проводились при широкополосном сигнале с уровнями звукового давления 140 и 160 дБ с использованием аппаратуры фирмы Briel & Kjaer (Дания).

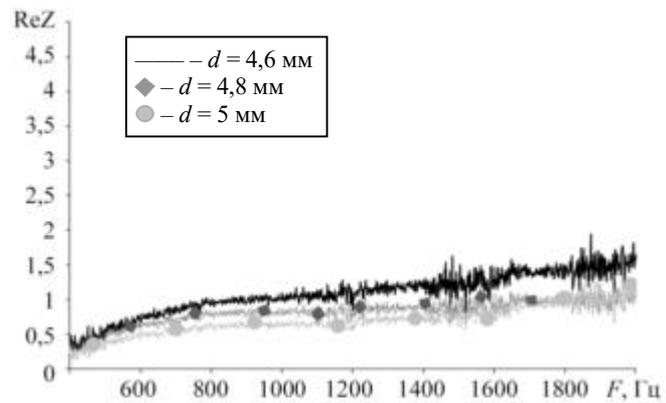


Рис. 3

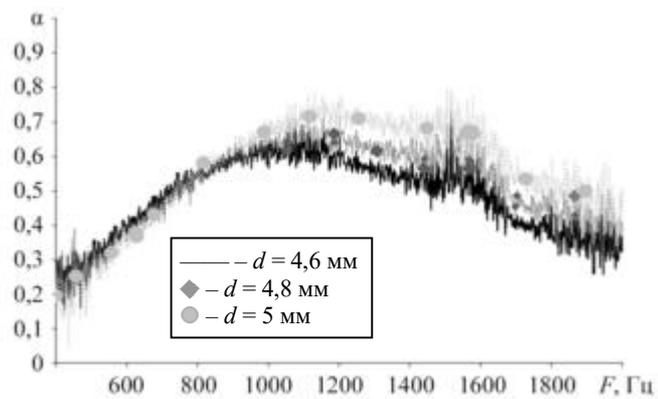
Известные результаты экспериментального определения коэффициента звукопоглощения α для разной степени перфорации [21] подтверждены смещением резонансной частоты при одинаковом объеме резонатора с разными рассматриваемыми диаметрами отверстий при 140 дБ (рис. 4, а) и 160 дБ (рис. 4, в). Дополнительно представлена зависимость действительной части импеданса (ReZ) при высоких уровнях звукового давления 140 (рис. 4, б) и 160 дБ (рис. 4, г).



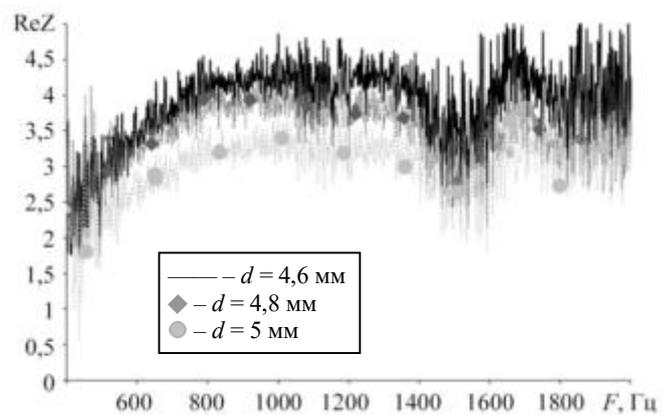
a



б



в



г

Рис. 4

Как видим (см. рис. 4), при высоких уровнях звукового давления происходят интенсивные процессы диссипации и получены высокие значения коэффициента звукопоглощения. Однако не всегда высокий коэффициент звукопоглощения, соответствующий высоким значениям ReZ , обеспечивает максимально возможное снижение шума самолета на местности.

В случае образцов с удлиненной шейкой наблюдается предсказуемое смещение резонансных частот при 140 дБ (рис. 5, а) и 160 дБ (рис. 5, в), а также большие значения диссипативных эффектов при высоких уровнях звукового давления за счет увеличенной длины отверстия (рис. 5, б). При 160 дБ кривые действительной части импеданса (рис. 5, з) почти идентичны, что говорит о малом влиянии диаметра ($\pm 0,5$ мм) в случае удлиненной шейки резонатора. Результаты, полученные с помощью полуэмпирической модели [18] для оценки резонансной частоты низкочастотных образцов (см. таблицу), имеют минимальное расхождение с результатами эксперимента.

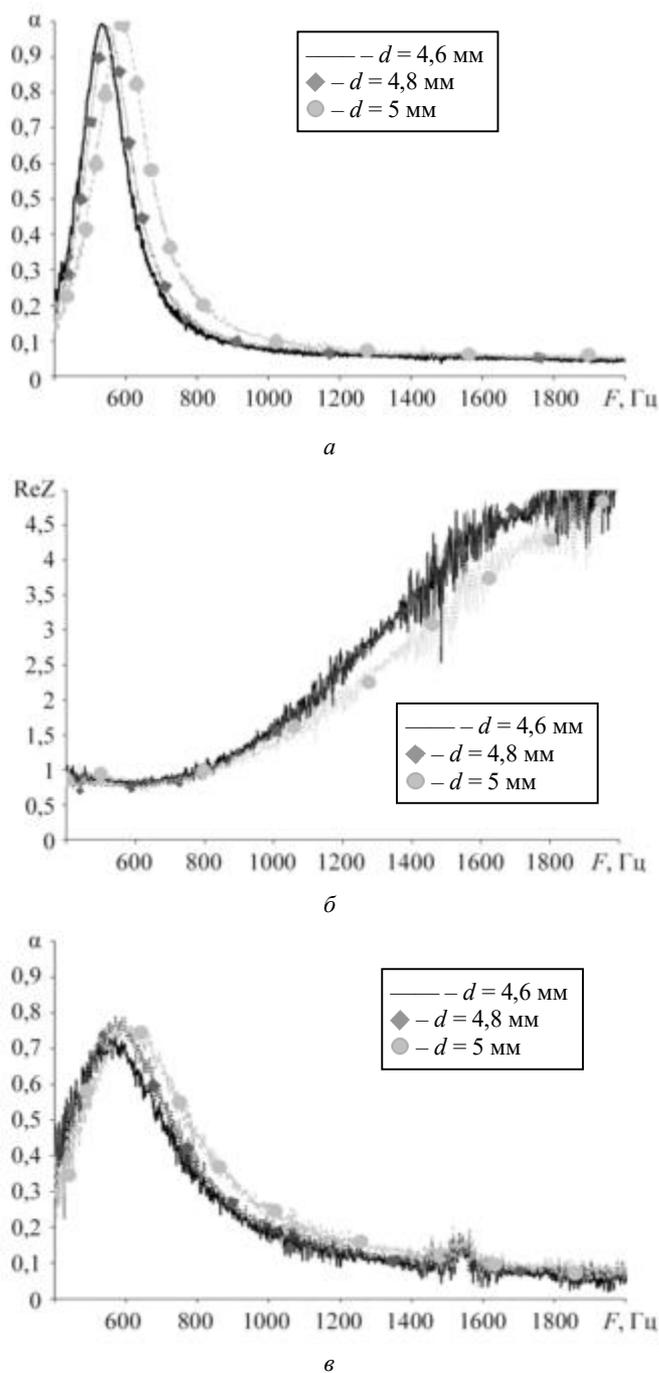


Рис. 5 (Начало)

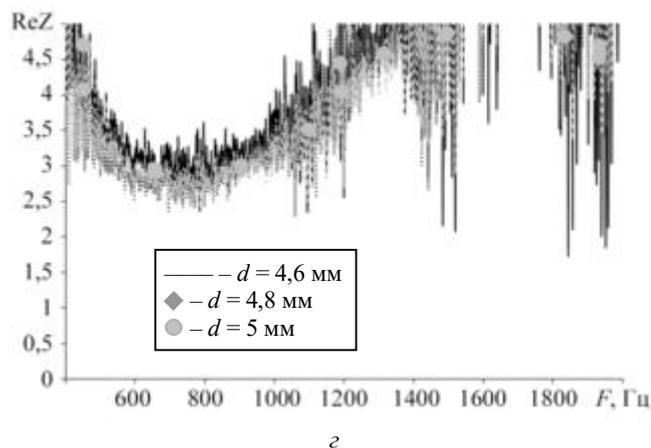
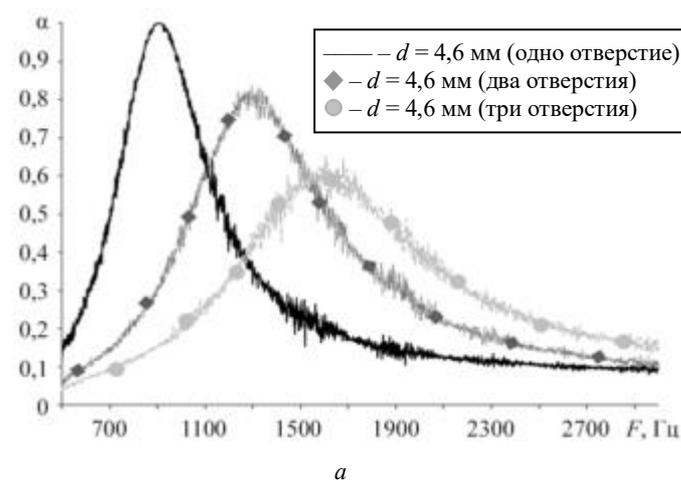


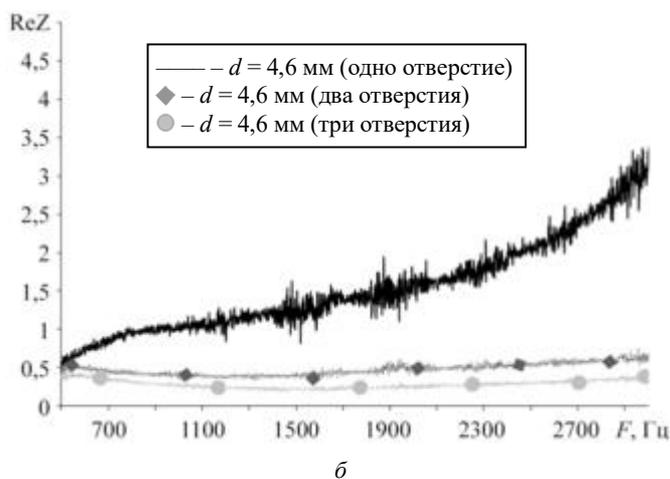
Рис. 5 (Окончание)

На рис. 6, а, в приведен коэффициент звукопоглощения, на рис. 6, б, г – действительная часть импеданса при уровнях звукового давления 140 дБ (см. рис. 6, а, б) и 160 дБ (см. рис. 6, в, г).

В случае идентичных образцов, но с удлиненной шейкой наблюдается смещение резонансной частоты (рис. 7, а, в) и получены аналогичные зависимости. Увеличение действительной части импеданса на высоких частотах вдали от резонансной частоты (рис. 7, б, г) связано с особенностью метода с применением двух микрофонов. В перспективе необходимо сравнение полученных результатов с экспериментальными данными, полученными методом Дина с тональным излучением звука и численным моделированием.

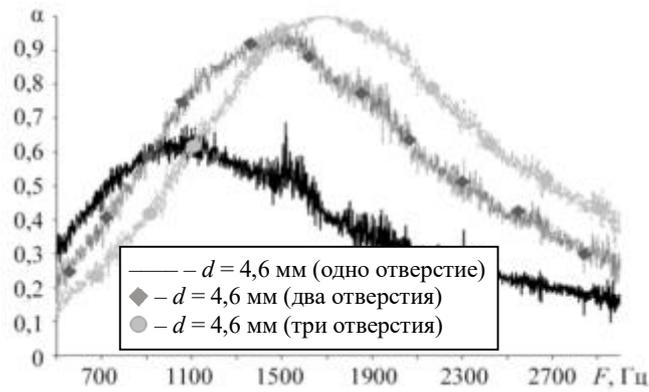


а

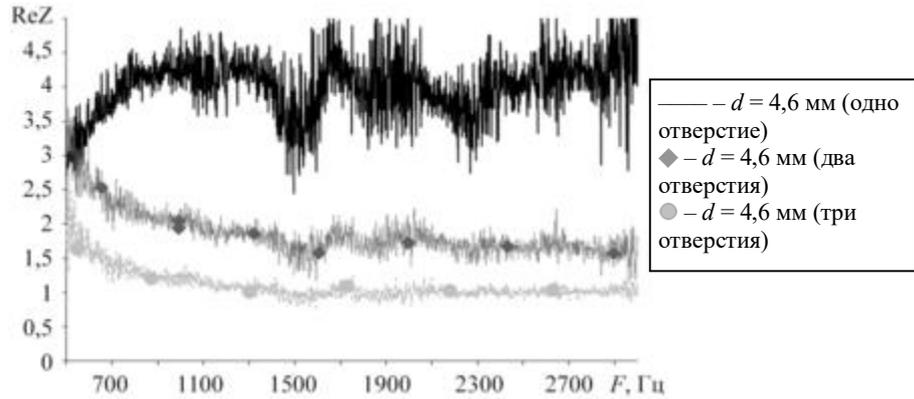


б

Рис. 6 (Начало)

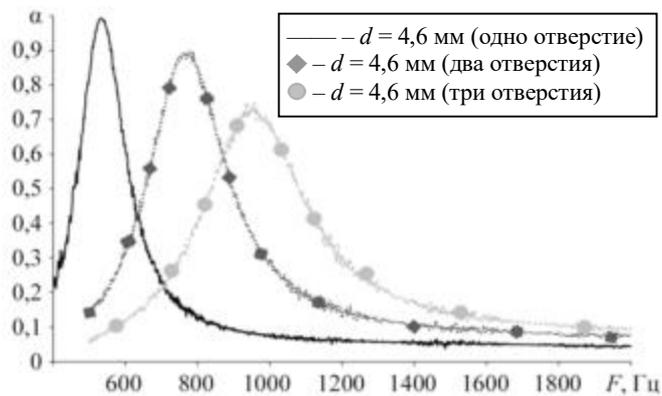


в

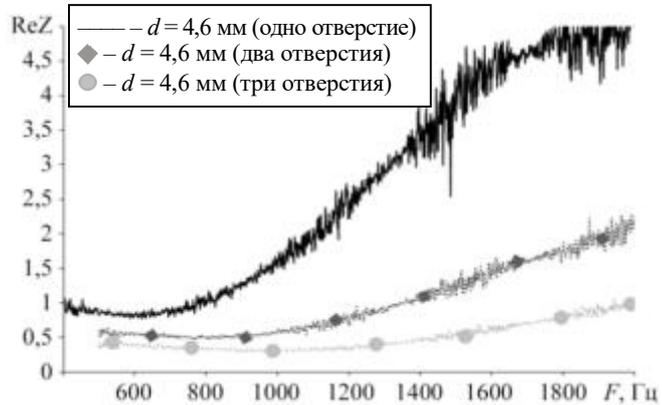


г

Рис. 6 (Окончание)



а



б

Рис. 7 (Начало)

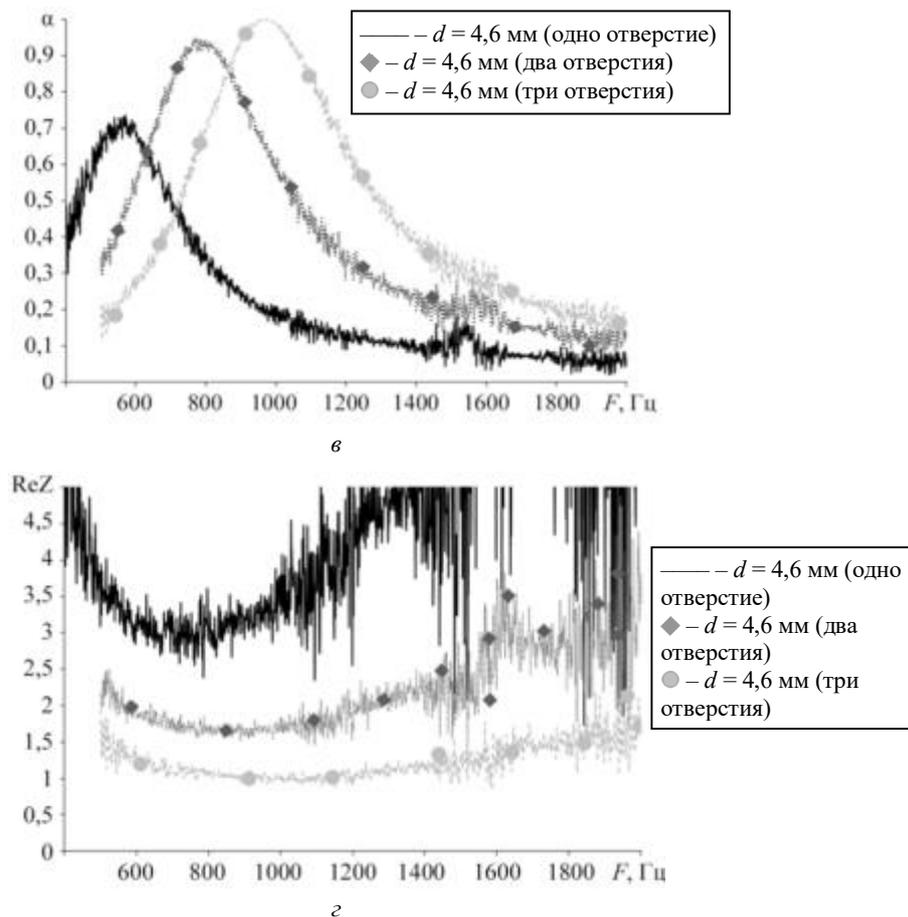


Рис. 7 (Окончание)

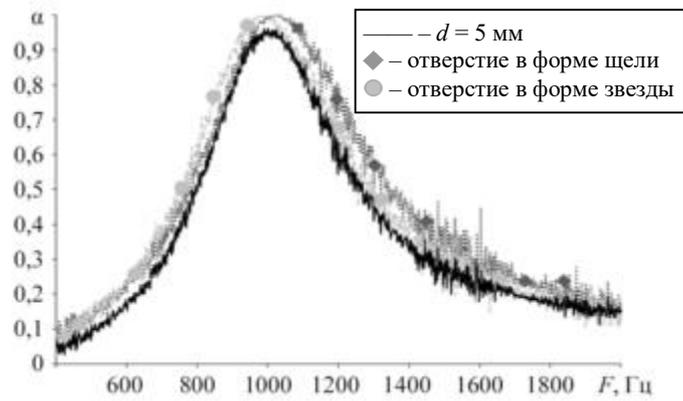
В научной литературе отмечается, что перемешивание некруглых струй намного интенсивнее на выходе из сопла с формой в виде шевронов, лепестков или звездообразных отверстий [22–23]. С учетом этого можно предположить, что из-за повышенного перемешивания в ближнем поле у такого отверстия в звукопоглощающей конструкции может увеличиться сопротивление и возникнуть потери акустической энергии. Следовательно, меньше акустической энергии отражается обратно к источнику, и коэффициент поглощения увеличивается [24]. В частности, в работе [25] исследовали изолированные прямоугольные отверстия и связывали эффективный радиус отверстия с импедансом. По результатам, полученным в случае образцов с отверстиями в форме щели и форме звезды без удлиненной шейки (рис. 8) и с удлиненной шейкой (рис. 9), доказана эффективность нестандартного отверстия в образце в сравнении с образцом с круглым отверстием в отношении увеличения действительной части импеданса, а следовательно, и диссипативных эффектов в области резонансных частот.

Приведем действительную часть импеданса для разных форм отверстий без удлиненной шейки при 140 дБ (рис. 8, б) и 160 дБ (рис. 8, г). Действительную часть импеданса для разных форм отверстий с удлиненной шейкой при 140 дБ демонстрирует рис. 9, б, при 160 дБ – рис. 9, г.

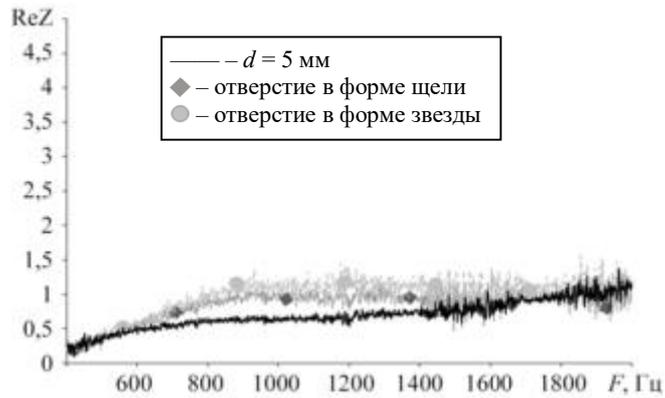
Приведем коэффициент звукопоглощения для разных форм отверстий без удлиненной шейки при 140 дБ (рис. 8, а) и 160 дБ (рис. 8, в). Коэффициент звукопоглощения для разных форм отверстий с удлиненной шейкой при 140 дБ показан на рис. 9, а, при 160 дБ – на рис. 9, в.

Коэффициент звукопоглощения и резонансные частоты при 140 и 160 дБ для отверстий разных форм, но с идентичной площадью имеют минимальное расхождение в значениях.

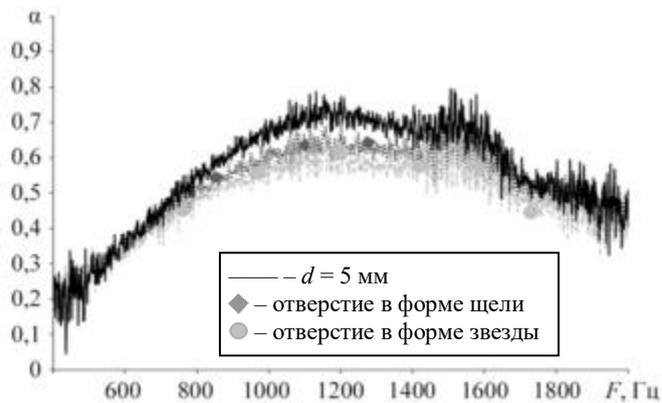
Для дальнейшего исследования влияния геометрических параметров низкочастотных образцов звукопоглощающих конструкций на акустический импеданс необходимо провести исследование нелинейных процессов на поверхности и внутри резонаторов с нестандартными отверстиями с помощью численного моделирования.



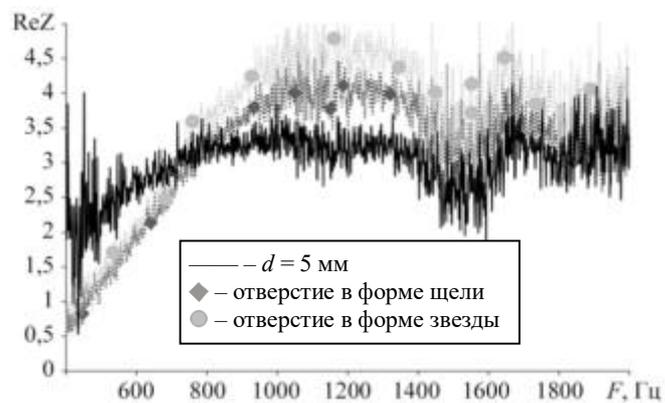
a



б

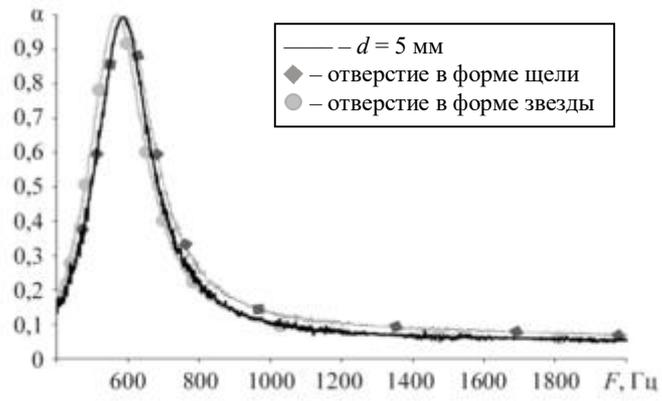


в

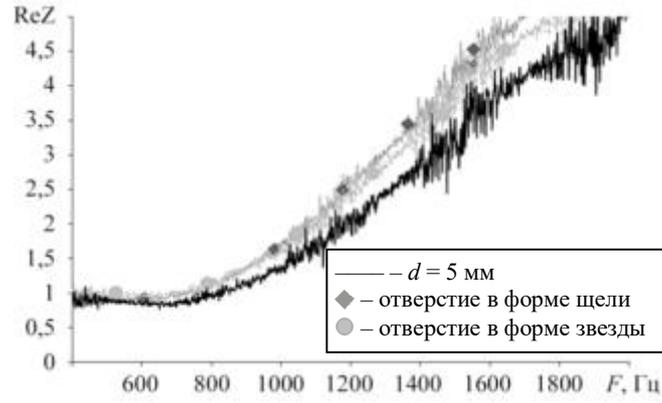


г

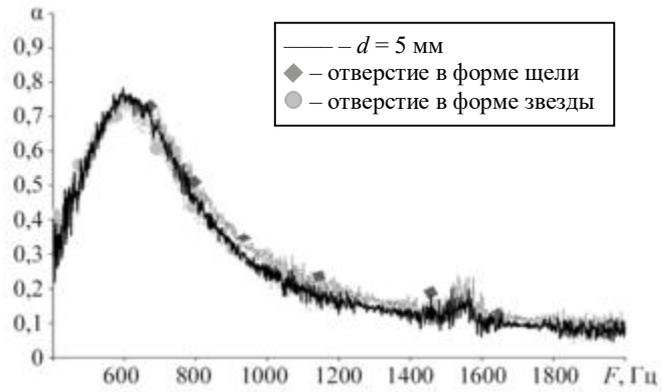
Рис. 8



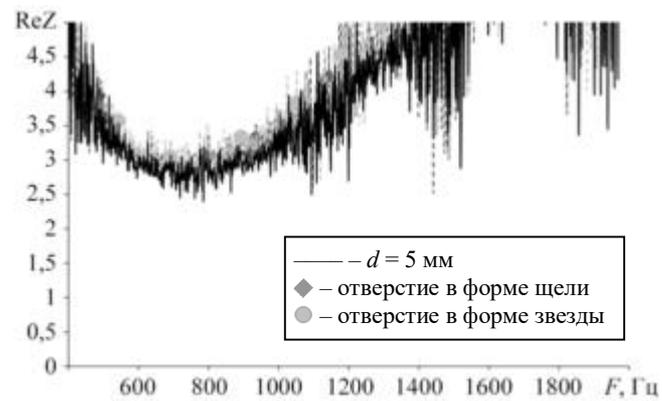
а



б



в



г

Рис. 9

При сравнении мнимой части импеданса (ImZ , рис. 10) стандартного круглого отверстия и двух нестандартных отверстий с удлиненной шейкой при 160 дБ с сохранением заданных проектных характеристик доказаны возможность и актуальность применения данного подхода проектирования низкочастотных звукопоглощающих конструкций. Сохраняя идентичную площадь для разной геометрии, удалось сохранить проектную резонансную частоту.

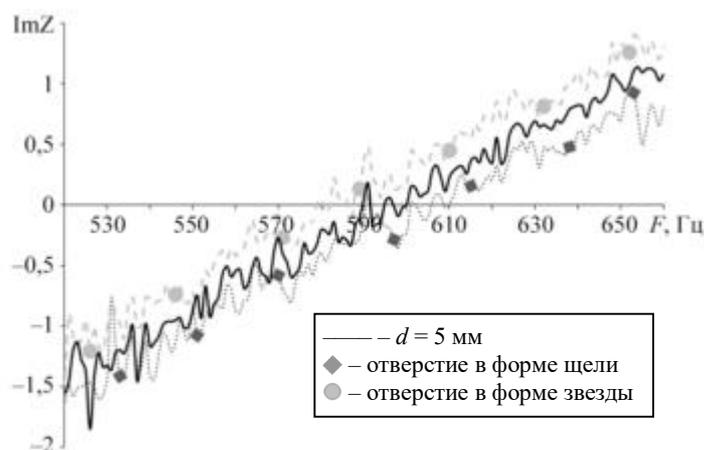


Рис. 10

На основе полученных данных можно сделать следующие выводы для образцов низкочастотных звукопоглощающих конструкций с удлиненной шейкой отверстий, используемых при высоких уровнях звукового давления.

Чем меньше диаметр отверстий, тем выше действительная часть импеданса, аналогично в случаях базовых отверстий.

У образцов с удлиненной шейкой действительная часть импеданса выше, чем в исполнении образцов с двумя и тремя отверстиями. Следовательно, чем выше степень перфорации, тем слабее выражено смещение в область низких частот при удлинении шейки и менее выражена диссипация при высоких уровнях звукового давления.

Хорошо выражена высокая диссипация при 160 дБ у образца с отверстием в форме звезды. Форма отверстий значительно влияет на ReZ в случае, когда шейка горла не увеличена. Данное заключение необходимо проверить на низкочастотном интерферометре с большим рабочим диаметром на больших количествах резонаторов и отверстий в образце.

При уровнях звукового давления 160 дБ действительная часть импеданса образцов с круглыми отверстиями мало отличается от действительной части импеданса образцов с щелевым отверстием и в виде звезды. При экспериментальных измерениях методом Дина возможны различия.

Сохраняя идентичную площадь для разной геометрии отверстия, как с удлиненной шейкой, так и без нее, удалось сохранить проектную резонансную частоту резонатора.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-72-00037, <https://rscf.ru/project/24-72-00037/>.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sugimoto R., Astley J., Murray P. Low Frequency Liners for Turbofan Engines [Electronical Resource]. URL: https://www.acoustics.asn.au/conference_proceedings/ICA2010/cdrom-ICA2010/papers/p575.pdf (дата обращения: 11.01.2025).
2. Tang S.K., Ng C.H., Lam E.Y.L. Experimental Investigation of the Sound Absorption Performance of Compartmented Helmholtz Resonators // Applied Acoustics. 2012. Vol. 73. Iss. 9. P. 969–976.
3. Rasha Al Jahdali, Ying Wu. Coupled Resonators for Sound Trapping and Absorption // Scientific Reports. 2018. Vol. 8. Article № 13855.

4. *Zhongjian Mei et al.* Broadband Sound Absorption Based on Impedance Decoupling and Modulation Mechanisms // *Journal of the Acoustical Society of America*. 2023. Vol. 154. № 5. P. 3479–3486.
5. *Яковец М.А., Ипатов М.С., Лаврухина М.П.* Экспериментальное исследование низкочастотных звукопоглощающих конструкций // *Акустика среды обитания: Сб. тр. 6-й Всерос. конф. молодых ученых и специалистов, г. Москва, 21 мая 2021. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2021. С. 299–305.*
6. *Selamat A., Lee I.* Helmholtz Resonator with Extended Neck // *Journal of the Acoustical Society of America*. 2003. Vol. 113. Iss. 4. P. 1975–1985.
7. *Yang C. et al.* Low Frequency Duct Noise Control Using Extended Tube Liners // *Proc. of the AIAA Aviation Forum, June 15–19, 2020, Virtual Event. AIAA Paper № 2020-2615.*
8. *Gautam A., Celik A., Azarpeyvand M.* An Investigation on Neck Extensions for Single and Multidegree of Freedom Acoustic Helmholtz Resonators // *Proc. of the AIAA Aviation Forum, Aug. 2–6, 2021, Virtual Event. AIAA Paper № 2021-2206.*
9. *Dengke Li, Daoqing Chang, Bilong Liu.* Enhancing the Low Frequency Sound Absorption of a Perforated Panel by Parallelarranged Extended Tubes // *Applied Acoustics*. 2016. Vol. 102. P. 126–132.
10. *Zhanlu (Louie) Chen.* Investigation of Helmholtz Resonators with Curved Tapered Embedded Neck Extension [Electronical Resource]. URL: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/2309/2309.09852.pdf> (дата обращения: 11.01.2025).
11. *Баикатов В.В., Остриков Н.Н.* Исследование влияния нелинейного режима работы сотовых ЗПК при высоких уровнях звукового давления на распространение звуковых волн в цилиндрическом канале с потоком // *Акустический журнал*. 2024. № 1. С. 11–20.
12. *Sivian L.J.* Acoustic Impedance of Small Orifices // *Journal of the Acoustical Society of America*. 1935. Vol. 7. Iss. 2. P. 94–101.
13. *Ji C. et al.* Parametric Measurements of the Effect of in-Duct Orifice Edge Shape on Its Noise Damping Performance // *Journal of Sound and Vibration*. 2016. Vol. 384. № 1. P. 130–145.
14. *Chung J.Y., Blaser D.A.* Transfer Function Method of Measuring in-Duct Acoustic Properties. I. Theory // *Journal of Acoustical Society of America*. 1980. Vol. 68. Iss. 3. P. 907–913.
15. *Dean P.D.* An in situ Method of Wall Acoustic Impedance Measurement in Flow Duct // *Journal of Sound and Vibration*. 1974. Vol. 34. Iss. 1. P. 97–130.
16. *Корин И.А. и др.* Оценка азимутальной однородности акустических характеристик звукопоглощающей облицовки авиационного двигателя // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2020. № 1. С. 83–87.
17. *Храмцов И.В., Пальчиковский В.В., Кустов О.Ю.* Расчетно-экспериментальное исследование импеданса образцов ЗПК методом Дина в интерферометре с нормальным падением звуковых волн // *Сб. тр. 34-й сессии Российского акустического общества. М.: ГЕОС, 2022. С. 606–612.*
18. *Федотов Е.С., Пальчиковский В.В.* Исследование работы резонатора Гельмгольца в волноводе прямоугольного сечения // *Вестник ПНИПУ. Аэрокосмическая техника*. 2014. № 38. С. 107–126.
19. *Кустов О.Ю., Храмцов И.В.* Оценка точности определения акустических характеристик образцов резонансных ЗПК при их экспериментальных исследованиях // *Акустика среды обитания: Материалы 5-й Всерос. конф. молодых ученых и специалистов, г. Москва, 24 апр. 2020. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2020. С. 123–130.*
20. *Кустов О.Ю., Пальчиковский В.В.* Интерферометр для высоких уровней акустического давления // *Аэрокосмическая техника, высокие технологии и инновации*. 2015. Т. 1. С. 157–160.
21. *Комкин А.И., Миронов М.А., Быков А.И.* Поглощение звука резонатором Гельмгольца // *Акустический журнал*. 2017. № 4. С. 356–363.
22. *Храмцов И.В. и др.* Снижение шума струи при наличии близкорасположенной пластины // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2024. № 2. С. 96–103.
23. *Brown W., Ahuja K.* Enhancement of Mixing in a Rectangular Jet by Mechanical Tabs: Contractor Report № 182296 / NASA. Washington, 1989. 79. p.
24. *Gaeta R.J., Ahuja K.K.* Effect of Orifice Shape on Acoustic Impedance // *International Journal of Aeroacoustics*. 2016. Vol. 15. Iss. 4-5. P. 474–495.
25. *Ingard U.* On the Theory and Design of Acoustic Resonators // *Journal of the Acoustical Society of America*. 1953. Vol. 25. Iss. 6. P. 1037–1061.

Поступила в редакцию 11.02.25
 После доработки 4.03.25
 Принята к публикации 10.03.25

Estimation of Acoustic Characteristics for Low-Frequency Sound-Absorbing Structure Samples with Different Hole Geometry by Transfer Function Method at High Sound Pressure Levels

O.YU. KUSTOV, I.V. KHRAMTSOV, AND A.A. KUZNETSOV

PNRPU, Perm

The acoustic characteristics of low-frequency sound-absorbing structure test samples with extended necks under high sound pressure levels have been examined. An assessment of acoustic absorption and viscous dissipative losses has been conducted for samples with round holes and holes in the shape of a slot and a star-pentagram.

Aeroacoustics, sound-absorbing structures, impedance, low frequencies, resonator with extended neck

Методология определения уровня помех дробности в синтезаторах частот с дробно-переменными делителями частоты

Приведена архитектура импульсно-непрерывной модели мультидетекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора частот с делителями частоты с дробно-переменным коэффициентом деления для определения уровня помех дробности. Получены аналитические выражения и в системе MATLAB разработана программа для определения уровня помех дробности при использовании в синтезаторе частот мультиаккумулятора. Приведены результаты спектрального анализа фазы выходного сигнала синтезатора частот в широкополосной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Предложена методика определения уровня помех дробности в синтезаторе частот с учетом квантования по времени процессов в идеальном импульсном элементе с использованием математической модели синтезатора частот в пространстве состояний. Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности. Приведены результаты спектрального анализа уровня помех дробности с помощью математической модели синтезатора частот, учитывающей задержку срабатывания отдельного импульсно-фазового детектора.

А.В. ЛЕНЬШИН,
д-р техн. наук,
(ВУНЦ ВВС «ВВА»,
Воронеж),
В.Н. ТИХОМИРОВ,
Н.М. ТИХОМИРОВ,
д-р техн. наук
(Концерн «Созвездие»,
Воронеж),
Е.В. ШАТАЛОВ,
канд. техн. наук
(ВГЛУ, Воронеж)
andrey-lenshin@yandex.ru

Синтезатор частот, фазовая автоподстройка частоты, дробно-переменные делители частоты, мультиаккумулятор, помехи дробности

В настоящее время в условиях усложнения сигнально-помеховой обстановки, в которой функционируют современные радиоэлектронные системы передачи информации [1, 2], для достижения высоких значений спектральной эффективности [3–6] требуется обеспечение высоких показателей подсистем формирования опорных сигналов на приемной и передающей сторонах указанных радиоэлектронных систем. Решение указанной проблемы приобретает особую значимость в системах авиационной радиосвязи.

В современных средствах авиационной радиосвязи широко используют синтезаторы частот на основе кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты, которые способны синтезировать множество когерентных колебаний (сетку рабочих частот) с заданными частотами и во многом определяют параметры радиопередающего устройства [7]. Современные синтезаторы частот обеспечивают значительное число рабочих частот (30000 и более) при относительной нестабильности рабочей частоты около 10^{-7} [8].

В синтезаторах частот широко применяются дробно-переменные делители частоты, которые являются причиной образования в выходном сигнале синтезатора нежелательных помех дробности. Для снижения уровня помех дробности в спектре сигнала синтезатора в составе дробно-переменных делителей частоты целесообразно использовать различные модификации дельта-сигма-модулятора на основе накапливающих сумматоров-аккумуляторов и элементов цифровой логики [9, 10].

Система импульсно-фазовой автоподстройки частоты имеет ряд нелинейностей (ступенчатый характер работы дробно-переменных делителей частоты [7], неравенство токов заряда и разряда зарядовой накачки при использовании частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой [11]), что усложняет решение проблемы ослабления спектральных составляющих помех дробности в полосе пропускания системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Влияние указанных нелинейностей на уровень помех дробности в составе выходного сигнала синтезатора проанализировано в работе [12]. В наибольшей степени на увеличение уровня помех дробности влияет нелинейность характеристики частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой.

Основные направления снижения уровня помех дробности – применение линейного импульсно-фазового детектора типа «выборка – запоминание»; применение частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой с равными токами зарядовой накачки; применение дополнительной цепи компенсации, вы-

деляющей помехи дробности и суммирующей их с сигналом частотно-фазового детектора с неидентичными токами зарядовой накачки на входе фильтра нижних частот; использование нескольких импульсно-фазовых детекторов (типа *RS*-триггеров) параллельного действия и дополнительных устройств компенсации помех дробности; использование нескольких частотно-фазовых детекторов параллельно-последовательного действия [12, 13]. Проблема улучшения спектральных характеристик синтезатора частот использованием коммутируемых фильтров нижних частот с переменными параметрами рассмотрена в работе [14].

Представляет интерес методика определения уровня помех дробности на выходе системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты с цепями модуляции и дробно-переменными делителями частоты. Оценка спектральной чистоты сигналов на выходе синтезатора с дробно-переменными делителями частоты при различных емкостях аккумулятора приведена в работе [15]. В настоящее время в открытой печати отсутствуют методики для оценки влияния на уровень помех дробности разброса параметров множества импульсно-фазовых детекторов и неидеальной работы устройств компенсации помех дробности.

Целью настоящей работы является обоснование методики определения уровня помех дробности мультidetекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменными делителями частоты с разбросом значений их коэффициентов усиления с учетом неточности сигналов устройств компенсации помех дробности.

Способ генерирования дискретного множества частот с использованием системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты иллюстрируется рис. 1. Здесь: ИС1, ИС2 – источники сигналов с частотами f_o, f_c ; Инт1, Инт2 – интеграторы; В-31, В-32 – блоки выборки-запоминания; Сум1, Сум2 – сумматоры; Ус1, Ус2 – усилители; ДЧ – делитель частоты; ИнтС – интегратор со сбросом в ноль в момент времени, когда фаза его проинтегрированного сигнала достигает уровня 2π , в этот же момент времени на его выходе появляется импульс коммутации блока В-32, на вход которого подается сигнал с выхода Инт2, поделенный делителем частоты в $N_{дч}$ раз.

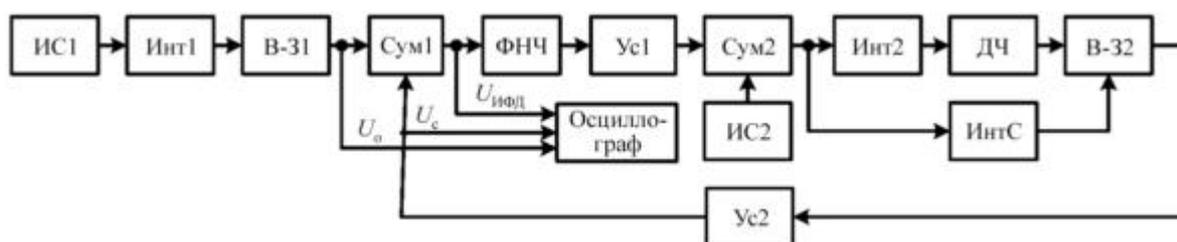


Рис. 1

Управляемый напряжением генератор (УГ) содержит Ус1 – усилитель с коэффициентом передачи $S_{УГ}$, Гц/В, источник сигнала ИС2, интегратор Инт2, а также интегратор со сбросом ИнтС. На сумматор Сум1, выполняющий функции импульсно-фазового детектора, через инвертирующий усилитель Ус2 подается сигнал U_c с выхода элемента В-32, а также сигнал U_o , образованный интегрированием интегратором Инт1 сигнала от источника ИС1 со значением $f_o R/m$ (R, m – целые числа, $R < m$; f_o – опорная частота) и прошедший через блок В-31, который тактируется сигналом с частотой f_o .

На рис. 2 представлены осциллограммы (на входе осциллографа (см. рис. 1)) в отдельных точках системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты – $U_o, U_c, U_{ифд}$ (на выходе сумматора Сум1), – полученные в результате моделирования системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты в подсистеме Simulink математической системы MATLAB [16].

Параметры системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (см. рис. 1): $R = 65$; $m = 256$; $N_{дч} = 16$; $f_o = 320$ МГц; $f_c = 1320$ МГц; $S_{УГ} = 10$ МГц/В; передаточная функция фильтра нижних

частот $G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$, $T_1 = 4,2 \cdot 10^{-8}$ с, $T_2 = 4,2 \cdot 10^{-7}$ с, $T_3 = 6,3 \cdot 10^{-7}$ с. В стационарном состоянии постоянная составляющая сигнала $U_{\text{ИФД}}$ компенсирует начальную расстройку частоты f_0 , скорости нарастания огибающих сигналов U_0 и $-U_c$ равны, поэтому $f_c = (RN_{\text{ДЧ}}/m)f_0$ [17]. Изменяя значение R через единицу, можно получить множество частот с шагом $df_c = (N_{\text{ДЧ}}/m)f_0$.

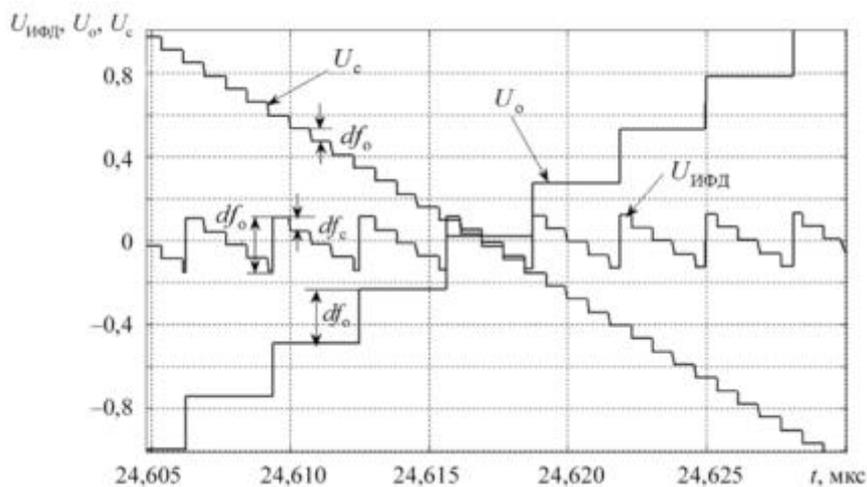


Рис. 2

Проанализировав зависимости (см. рис. 2), можно утверждать, что с каждым тактом опорного сигнала значение $U_{\text{ИФД}}$ увеличивается на величину $df_0 = R/m$, а с каждым тактом сигнала управляемого генератора уменьшается на $df_c = 1/N_{\text{ДЧ}}$. Методика расчета побочных составляющих в выходном сигнале линейной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты приведена в работе [18]. Ее применение обеспечивает хорошую фильтрацию спектральных составляющих с частотами f_0 и f_c в составе $U_{\text{ИФД}}$ с помощью фильтров нижних частот (f_0 и f_c обычно высоки). Практическое применение таких систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты на высоких рабочих частотах осложняется необходимостью разработки высокоскоростных арифметических устройств.

Вариант построения синтезаторов с дробно-переменным делителем частоты с использованием множества импульсно-фазовых детекторов иллюстрируется структурной схемой, представленной на рис. 3. Здесь: ВК – входной каскад; ДФ – дискретный фильтр; СЧ – синтезатор частот.

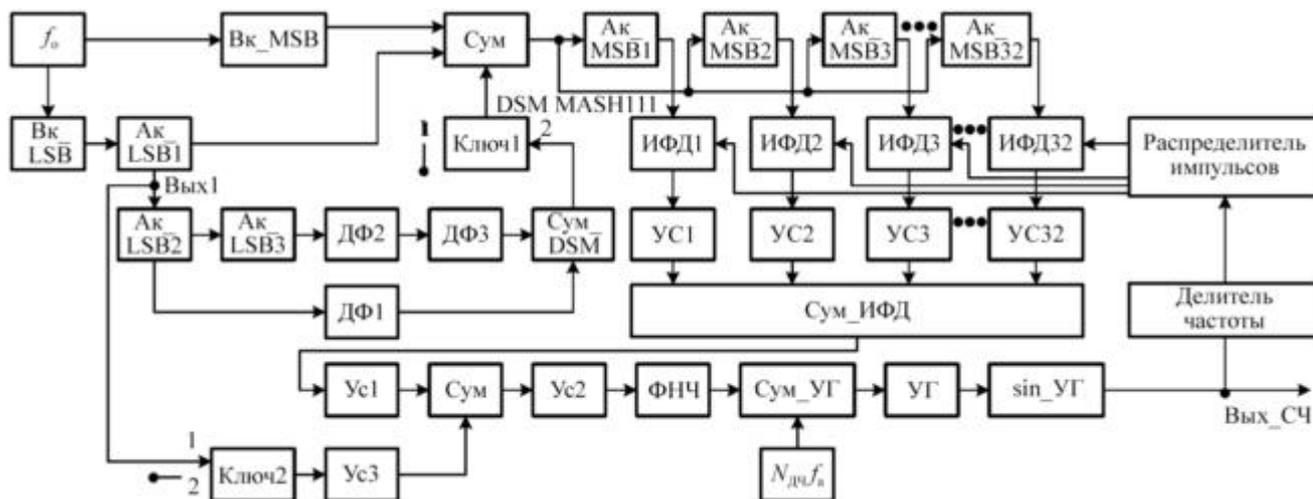


Рис. 3

Вариант построения синтезатора с дробно-переменным делителем частоты соответствует случаю, когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 1, а вариант построения синтезатора с дробно-переменным делителем частоты, управляемым дельта-сигма-модулятором, соответствует случаю, когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 2. Структурная схема содержит один аккумулятор младших разрядов (Ак_LSB1) и множество k аккумуляторов старших разрядов (Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSBK). В структурной схеме (см. рис. 3) использованы 32 аккумулятора, $k = 32$.

Число разрядов аккумулятора Ак_LSB1 равно $(N_a - N_k)$, а суммарную емкость аккумуляторов Ак_LSB1 и Ак_MSB можно определить как $m = 2^{N_a}$ (N_a – общее число двоичных разрядов в Ак_LSB1 и Ак_MSB, а N_k – в k аккумуляторах Ак_MSB). Число R , определяющее выходную частоту синтезатора, разделяется на два числа – R_1 и R_2 ($R = R_1 2^{N_a - N_k} + R_2$). Сигнал переполнения выхода аккумулятора Ак_LSB1 суммируется с числом R_1 на сумматоре Сум и с его выхода подается на точки входа аккумуляторов Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSB32.

Принципиальной особенностью предлагаемой структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 3) является установка начальных состояний Ак_MSBk $C_{нс_k}[n]$, $n = 0$ (n – номер тактирующего аккумулятора импульса с частотой опорного сигнала) по определенному закону, а именно $C_{нс_k}[0] = k - 1$, k – номер аккумулятора. Сигналы переполнения Ак_MSBk с их точек выхода поступают на k входов импульсно-фазовых детекторов ИФД1, ИФД2, ..., ИФД32. На вторые входы импульсно-фазовых детекторов поступают сигналы с распределителя импульсов. Как распределитель импульсов может использоваться кольцевой делитель частоты на $N_{дч}$ сигнала управляемого генератора, соответственно, фазы сигналов с распределителя импульсов, поступающие на входы импульсно-фазовых детекторов ИФДk, имеют вид

$$\varphi_{УГ}(k) = 2\pi(k - 1)/N_{дч}. \quad (1)$$

Сигналы с выходов импульсно-фазовых детекторов ИФДk поступают на усилители Ус1, Ус2, ..., Ус32 с коэффициентами усиления $K_{ифд}(k)$ и далее на сумматор Сум_ИФД, усилитель Ус1, сумматор Сум, усилитель Ус2 с коэффициентом $U_m/2\pi$, фильтр нижних частот с передаточной функцией $G_{ФНЧ}(s)$ и управляемый генератор, представленный четырьмя элементами (Сум_УГ, УГ, sin_УГ и элемента, генерирующего частоту $N_{дч}f_a$). На второй вход сумматора Сум через усилитель Ус3 с коэффициентом передачи $2\pi K/m$ подается из точки выхода сигнала состояния аккумулятора Ак_LSB1 (дополнительный сигнал компенсации помех дробности).

Процессы на выходе сумматора Сум_ИФД сложны, зависят от множества параметров синтезатора частот. Получить какие-либо закономерности возможно только при моделировании синтезатора с использованием какой-либо системы компьютерной математики. В подсистеме блочного моделирования Simulink системы компьютерной математики MATLAB [16] промоделирован синтезатор с дробно-переменным делителем частоты в синхронном режиме для случая $f_c = (RN_{дч}/m)f_o$. Выбирались следующие параметры синтезатора частот: $m = 256$; $N_{дч} = K = 16$; $f_o = 320$ МГц; $R = 31, 32, 63, 64, 127, 128$.

Основной целью моделирования является определение зависимости уровня постоянной составляющей сигнала на выходе сумматора Сум_ИФД (см. рис. 3) от запаздывания сигнала управляемого генератора (выявление формы характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов). При моделировании синтезатора частот в этом режиме кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты размыкалось на входе фильтра нижних частот, управляемый генератор заменялся на генератор синусоидального сигнала из библиотеки Simulink с частотой f_c , а в цепь между генератором синусоидального сигнала и делителем частоты (на $N_{дч}$) ставился элемент задержки (из библиотеки Simulink) со значением времени задержки τ .

На рис. 4 представлены зависимости нормированной постоянной составляющей напряжения на выходе суммы импульсно-фазовых детекторов от нормированного времени запаздывания сигнала управляемого генератора – $\tau/T_{\text{УГ}}$ ($T_{\text{УГ}} = 1/f_c$), $I_{\text{ин}}$ – значение рабочего раствора характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов в секундах. Зависимости (см. рис. 4) являются периодическими по параметру $\tau/T_{\text{УГ}}$ со значением, равным k , при R , кратных m .

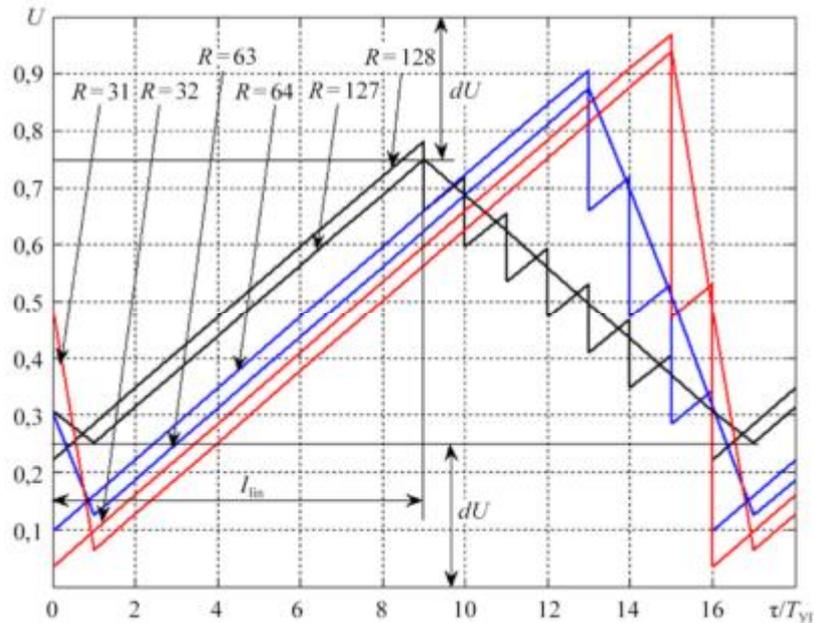


Рис. 4

Как видим (см. рис. 4), максимальное и минимальное значения напряжения U и форма характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов зависят от отношения R/m , крутизна положительного (рабочего) наклона характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов не зависит от величины R/m .

Согласно проведенным исследованиям синтезатора частот для случая $K = 8, 16$ и $R/m \leq 0,5$ размах нормированного напряжения на выходе суммы импульсно-фазовых детекторов варьируется от dU до $(1 - dU)$ ($dU = (1/2K)(KR/m - 1)$ для $m/R = 2, 4, 8, 16, \dots$, $KR/m \geq 1$; в иных случаях справедливо приближенное соотношение $dU \approx 0,5R/m$). Несимметричность треугольной характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов можно представить в виде $\vartheta = 2(I_{\text{ин}}/K - 0,5) = 2[0,5 - (R/m - 1/K)]$ при $m/R = 2, 4, 8, 16, \dots$, $KR/m \geq 1$ и $\vartheta \approx 2[0,5 - R/m]$ в иных случаях.

Определим уровень помех дробности в синтезаторе частот. Импульсные последовательности на выходах аккумуляторов $A_k\text{_MSB}$ периодичны с периодом m/f_o и характеризуются средней частотой $f_a = (R/m)f_o$ (f_o – частота тактирования аккумуляторов). Последовательности имеют недопустимо высокий уровень помех дробности с частотой $f_{\text{пд}} = f_o/m$ и ее гармониками, для уменьшения уровня помех дробности применяется ряд специальных мер [7, 11].

При сравнении результатов моделирования системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (см. рис. 1) и синтезатора частот (см. рис. 3) в подсистеме Simulink математической системы MATLAB8 [16] при $K_{fd}(k) = 1$ для $k = 1, 2, \dots, 32$ выявлена полная идентичность сигнала $U_{\text{ИФД}}$ и сигнала на выходе сумматора Сум, деленного на величину $2\pi K$.

Проанализируем процессы возникновения и возможности снижения уровня помех дробности.

Импульсные последовательности с выходов аккумуляторов $A_k\text{_MSB}$ (см. рис. 3) имеют следующие свойства.

Последовательности являются точными копиями импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1, при этом абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1 относительно импульсной последовательности с выхода Ак_MSBk определяется следующим выражением:

$$\tau_{\text{абс}}(i) = \frac{im}{\alpha K} T_o, \quad (2)$$

где $T_o = 1/f_o$; $\alpha = 1$ для R нечетных или α – максимальное число, кратное двум, на которое делится R ; число $i = \overline{1,31}$ сложным образом связано с номером Ак_MSBk, и только для некоторых чисел R можно записать $i = k - 1$.

Под усредненной импульсной последовательностью будем понимать идеальную импульсную последовательность с периодом $T_c = m/Rf_o$ (импульсные последовательности с выходов аккумуляторов Ак_MSBk равны их усредненным импульсным последовательностям с учетом фазовых «флуктуаций»). Тогда относительная задержка усредненной импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1 по усредненной импульсной последовательности с выхода Ак_MSBk равна

$$\tau_{\text{отн}}(k) = \frac{m}{KR} T_o (k - 1). \quad (3)$$

Абсолютную задержку $\tau_{\text{абс}}(i)$ можно определить, решая уравнения первого порядка вида

$$\text{mod} \left[\tau_{\text{абс}}(k - 1), \frac{m}{KR} T_o \right] = \frac{m}{KR} T_o (k - 1), \quad (4)$$

где $k = \overline{2, K}$ – номер аккумулятора Ак_MSB; $\text{mod}[x, y]$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления x на y .

Примеры расчета $\tau_{\text{абс}}(i)/(1024T_o)$ для случая $N_a = 15$, $K = 32$ с помощью выражения (4) с применением встроенной функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica [13] приведены в таблице.

R	k									
	2	3	4	5	...	29	30	31	32	
8449	1	2	3	4	...	28	29	30	31	
8453	13	26	7	20	...	12	25	6	19	

По данным таблицы, для случая $R = 8453$ величина абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов аккумуляторов Ак_MSBk сложным образом связана с номером Ак_MSBk.

Данное утверждение позволяет для изучения локальных процессов и определения уровня помех дробности перейти от структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 3) к структурной схеме импульсно-непрерывной модели синтезатора частот, представленной на рис. 5.

В отличие от ранее предложенной архитектуры синтезатора с дробно-переменным делителем частоты, управляемым дельта-сигма-модулятором, с использованием ряда накапливающих аккумуляторов и множества импульсно-фазовых детекторов (схема на рис. 3 содержит один аккумулятор младших разрядов (Ак_LSB1) и множество k аккумуляторов старших разрядов (Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSB32)) на рис. 5 аккумуляторы Ак_MSB2, Ак_MSB3, ..., Ак_MSB32 заменены на линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2, ..., ЛЗ31, тактируемые сигналом с частотой f_o , соединенные последовательно. Каждая из них задерживает входной сигнал на величину $(m/K)T_o$, т. е. $d = m/K$. С выходов Ак_MSB1 и ЛЗ1, ЛЗ2 ... ЛЗ31 сигналы подаются на вычитающие входы устройства Сум1, Сум2, ..., Сум32, на второй вход которых подается постоянный сигнал R/m , эквивалентный средней частоте $f_a = (R/m)f_o$.

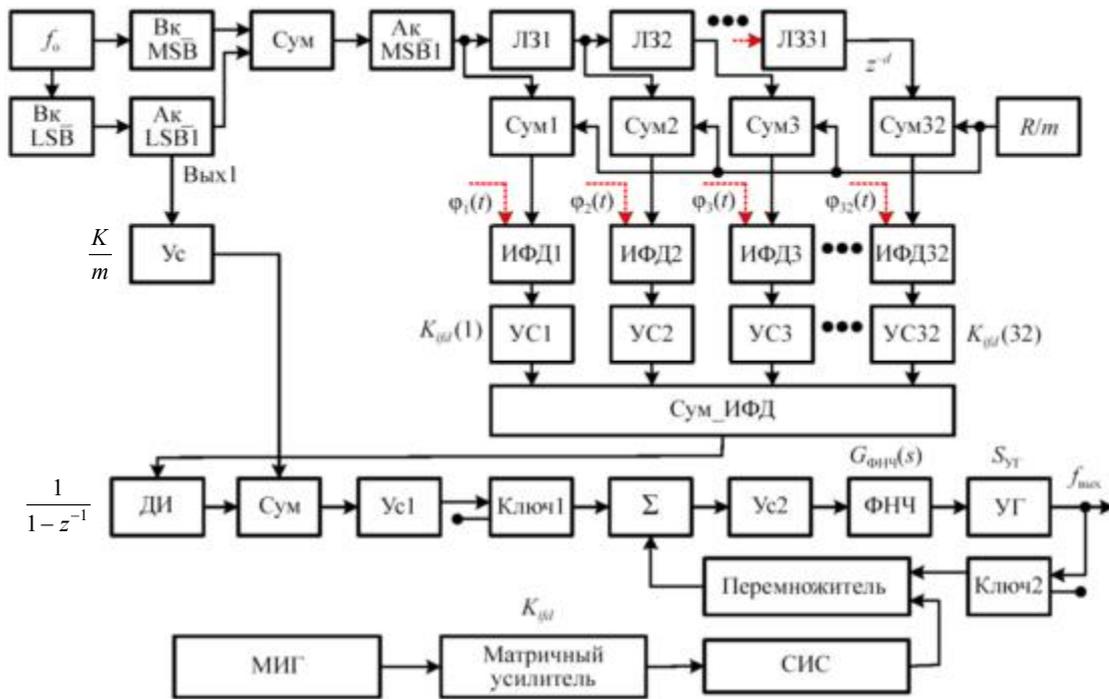


Рис. 5

Сигналы с выходов сумматоров Сум1, Сум2,..., Сум32 подаются на импульсно-фазовые детекторы ИФД1, ИФД2,..., ИФД32, а на их вторые входы (импульсно-фазовые детекторы представлены в виде суммирующих устройств) поступают сигналы $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$,..., $\varphi_{32}(t)$ как дополнительные сигналы помех, которые можно считать внутренними шумами импульсно-фазовых детекторов ИФД1, ИФД2,..., ИФД32 или внешними помехами.

С выходов импульсно-фазовых детекторов парциальные сигналы поступают на усилители с коэффициентами $K_{ид}(k)$ и далее на сумматор Сум_ИФД, дискретный интегратор ДИ, сумматор Сум, усилитель Ус1 и Ключ1. Ключ1 замыкается (период замыкания T_0) и представляет собой идеальный импульсный элемент, генерирующий на своем выходе последовательность δ -функций, величина которых пропорциональна фазе сигнала, формируемого множеством аккумуляторов.

Импульсно-фазовая автоподстройка частоты наряду с традиционными элементами – усилителем Ус2 (U_m – среднее значение напряжения максимальных выходных сигналов импульсно-фазовых детекторов, выполненных на RS-триггере), фильтром нижних частот и управляемым генератором – содержит также Ключ2, тактируемый сигналом с периодом $T_{УГ}$, многофазный импульсный генератор МИГ, генерирующий на каждом из k выходов единичные импульсы длительностью $\tau_{УГ}$ с периодом $kT_{УГ}$ и задержкой относительно друг друга на $T_{УГ}$, матричный усилитель с коэффициентом усиления $K_{ид}$, сумматор импульсных сигналов СИС и перемножитель. Сигнал на выходе перемножителя получает дополнительную периодическую (с периодом $kT_{УГ}$) модуляцию в соответствии с законом изменения значения $K_{ид}(iT_{УГ})$.

Рассмотрим методику определения уровня помех дробности с использованием непрерывной модели импульсно-фазовой автоподстройки частоты в том случае, когда можно пренебречь влиянием квантования по времени в идеальном импульсном элементе. Для упрощения решения этой задачи будем считать, что исследуется «мультиаккумулятор», состоящий из k независимых друг от друга аккумуляторов и суммы Ак_MSBk и Ак_LSB1, на которые подается одинаковое число R . Начальные состояния этих аккумуляторов заданы по определенному закону только в их старших разрядах. Число в k -м аккумуляторе $C_k[n]$ в зависимости от n -го тактируемого сигнала с частотой f_0 меняется по закону

$$C_k[n+1] = \text{mod}(C_k[n] + R, m). \quad (5)$$

В момент переполнения $Ак_MSBk$ с их точек выхода появляется сигнал, равный единице, в другие моменты времени этот сигнал равен нулю:

$$CHC_i[n] = C_i[n] < C_i[n-1]. \quad (6)$$

С помощью выражений (5), (6) функционирование мультиаккумулятора можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{C}[n+1] = \mathbf{A} \cdot \mathbf{CM}[n] + \mathbf{BR}; \\ \mathbf{CM}[n] = \text{mod}(\mathbf{C}[n], m); \\ \mathbf{CHC}[n] = [\mathbf{CM}[n] < \mathbf{CM}[n-1]], \end{cases} \quad (7)$$

где $\mathbf{C} = [C_1, C_2, \dots, C_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора (с учетом начальных состояний $C_k[0] = 2^{N_a - N_k} (k-1)$); \mathbf{A} – диагональная единичная матрица размером $k \times k$; $\mathbf{CM} = [CM_1, CM_2, \dots, CM_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора с учетом осуществления операции $\text{mod}(x, m)$; \mathbf{B} – единичный вектор-столбец k -го порядка; $\mathbf{CHC} = [CHC_1, CHC_2, \dots, CHC_K]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений мультиаккумулятора.

Для анализа синтезатора частот (см. рис. 5) уравнения (7) необходимо дополнить разностным уравнением функционирования аккумулятора $Ак_LSB1$:

$$e_{Ак_LSB1}[n+1] = \text{mod}(e_{Ак_LSB1}[n] + R_2, 2^{N_a - N_k}), \quad (8)$$

где $e_{Ак_LSB1}[n]$ – сигнал аккумулятора $Ак_LSB1$ в точке Вых1 (см. рис. 5).

Представим сигнал на входе сумматора Сум со стороны мультиаккумулятора в виде разностного уравнения

$$\varphi_{вх}[n] = 2\pi \sum_{i=0}^n \mathbf{K}_{ifd} [\mathbf{CHC}[i] - R/m] + [e_{Ак_LSB1}[n] + de_{Ак_LSB1}[n]] \frac{2\pi K}{m}, \quad (9)$$

где \mathbf{K}_{ifd} – вектор-строка $[K_{ifd}(1), K_{ifd}(2), \dots, K_{ifd}(K)]$; $de_{Ак_LSB1}[n]$ – некоторое отклонение от сигнала аккумулятора $Ак_LSB1$ в точке Вых1 из-за неидеальности цифроаналогового преобразователя, преобразующего «цифровое» состояние $Ак_LSB1$ в аналоговый сигнал (на рис. 5 не показан).

Проанализировав рис. 5, можно сделать вывод о том, что изображение по Лапласу фазы сигнала управляемого генератора на выходе синтезатора частот можно записать в виде

$$\begin{aligned} \varphi_{вх}(s) = & \left\{ \left[e_{Ак_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) \varphi_k(s) + \right. \\ & \left. + [e_{Ак_LSB1}(s) + de_{Ак_LSB1}(s)] \frac{2\pi K}{m} \right\} \frac{U_m G_{ФНЧ}(s) S_{УГ}/s}{1 + U_m G_{ФНЧ}(s) S_{УГ} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / N_{ДЧ} s}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $e_{Ак_MSB1}(s)$, $e_{Ак_LSB1}(s)$, $de_{Ак_LSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $Ак_MSB1$ на выходе, сигнала $Ак_LSB1$ и некоторого отклонения от сигнала $Ак_LSB1$ в точке Вых1 (см. рис. 5); $\varphi_k(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $\varphi_k(t)$; $z = \exp(sT_0)$.

Для обеспечения необходимого снижения уровня помех дробности с частотами kf_0/m ($k=1, 2, 3, \dots$) в синтезаторе частот используется сигнал аккумулятора $Ак_LSB1$ из точки Вых1 (см. рис. 5). В идеаль-

ном случае, когда $K_{ifd}(k) = 1$, $de_{Ак_LSB1}(t) = 0$ и $\varphi(k) = 0$, на вход сумматора Сум подается точный сигнал Ак_LSB1 с точки Вых1. В этом случае справедливо выражение

$$\varphi_{вх}(s) = \left[e_{Ак_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + e_{Ак_LSB1}(s) \frac{2\pi K}{m} = 0, \quad (11)$$

соответственно, помехи дробности на выходе синтезатора отсутствуют.

Можно показать, что условию полной компенсации помех дробности во временной области соответствует выполнение равенства

$$\text{mod} \left[nR_2, \frac{m}{K} \right] \equiv \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{mod} \left[\frac{m}{K} (k-1) + nR, m \right] - \frac{m(K-1)}{2K}, \quad (12)$$

левая часть которого отражает сигналы с аккумулятора Ак_LSB1, а правая – с суммы аккумуляторов Ак_MSB.

Доказать равенство (12) в общем случае не удалось, однако с помощью численных расчетов с применением функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica 7 [19] подтверждена справедливость выражения (12).

Согласно проанализированным выражениям (10), (11) уровень помех дробности в составе $\varphi_{вх}(t)$ зависит от отличия $K_{ifd}(k)$ от единицы, точности цифроаналогового преобразователя, преобразующего цифровой сигнал $e_{Ак_LSB1}[n]$ в аналоговый. Проанализировав уравнения (10) для $N_{дч} = K$, можно также сделать вывод о том, что в синтезаторе частот (см. рис. 5) происходит не умножение шумов приведенных к входам импульсно-фазовых детекторов, а их суммирование, что также ухудшает качество выходного сигнала синтезатора.

В соответствии с рис. 5 и выражениями (9), (10) в системе MATLAB [16] разработана программа для определения уровня помех дробности в виде зависимости $\varphi_{вх}(t)$, где $t = n/f_0$. В этом случае $\varphi_{вх}(t)$ представляет собой решетчатую функцию с периодом m/f_0 , соответственно, спектральные составляющие помех дробности можно оценить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{вх}(t)$.

Спектральные составляющие помех дробности на выходе легко вычислить, умножив спектральные составляющие помех дробности $\varphi_{вх}(t)$ на модуль передаточной функции замкнутой системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты:

$$G_{PLL}(j\omega) = \frac{U_m G_{ФНЧ}(j\omega) S_{УГ} / j\omega}{1 + U_m G_{ФНЧ}(j\omega) S_{УГ} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / j\omega N_{дч}}. \quad (13)$$

На рис. 6 представлены результаты спектрального анализа $0,5\varphi_{вх}(t)$ для случая $R = 8449$; $m = 2^{15}$; $K = 32$; $f_0 = 320$ МГц; $N_{дч} = K$; $\varphi(k) = 0$. Величина $0,5\varphi_{вх}(t)$ отражает одну «боковую» составляющую спектра фазы выходного сигнала синтезатора частот $\varphi_{вых_сч}(t) \approx 0,5\varphi_{вх}(t)$ в широкополосной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты.

На рис. 6 кривой 1 обозначены $20 \log \left| \varphi_{вых_сч}(nf_{пл}) \right|$, спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\varphi_{вых_сч}(t)$; кривой 2 – сумма спектральных составляющих $\varphi_{вых_сч}(t)$ – $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{\left| \varphi_{вых_сч}(if_{пл}) \right|^2}$; кривой 3 – сумма спектральных составляющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{\left| \varphi_{вых_сч}(if_{пл}) \right|^2}$ при $K_{ifd}(k) = 1$ за исключением $K_{ifd}(1) = 1 + 0,01$ и $de_{Ак_LSB1}(t) = 0$; кривой 4 – сумма спектральных составляющих

ющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{\text{ВЫХ_сч}}(if_{\text{пл}})|^2}$ при $K_{ifd}(k) = 1$; $de_{\text{Ак_LSB1}}(t)$ – решетчатая функция, амплитуда которой является случайной величиной, распределенной по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением, равным 0,5. Кривые 1, 2 получены для случая, когда значения $K_{ifd}(k)$ являются случайными величинами, распределенными по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением, равным 0,01, при $de_{\text{Ак_LSB1}}(t) = 0$.

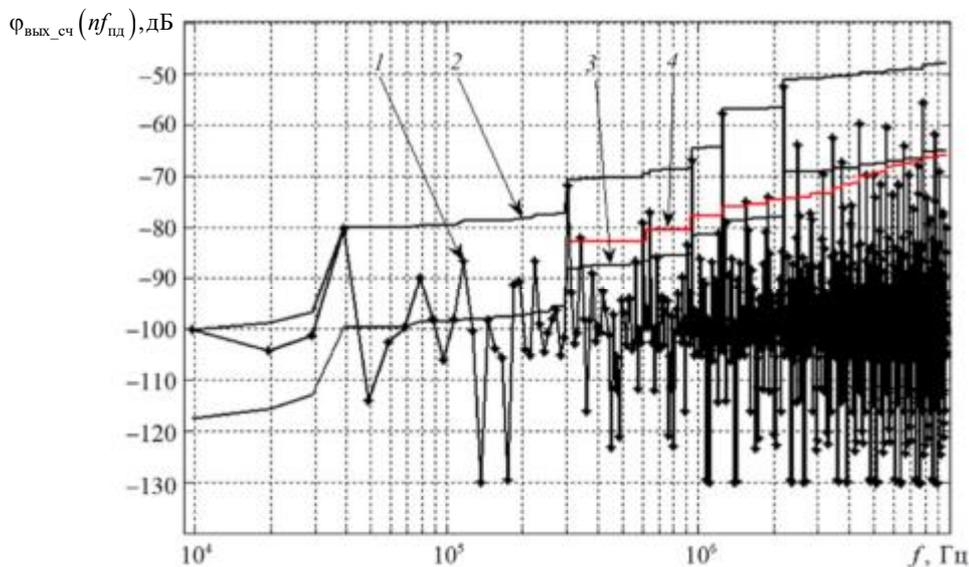


Рис. 6

Проанализировав зависимости (см. рис. 6), можно сделать вывод о том, что из-за нарушения условий $K_{ifd}(k) = 1$ или $de_{\text{Ак_LSB1}}(t) = 0$ резко увеличивается уровень помех дробности в составе выходного сигнала синтезатора частот.

Рассмотрим методику расчета уровня помех дробности в синтезаторе частот с учетом квантования по времени процессов в идеальном импульсном элементе на входе и цепи обратной связи системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. При анализе уровня помех дробности в синтезаторе частот наряду с общими соотношениями будем ориентироваться на использование в цепи «импульсно-фазовый детектор – управляемый генератор» традиционного фильтра нижних частот (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего фильтров) [11, 17].

Особенностью структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 5) является наличие в ней двух идеальных импульсных элементов с неравными периодами квантования во времени, определяемых из соотношения $T_{\text{УГ}} = (m/RK)T_0$. Задачи в импульсных системах управления с несколькими квантователями, имеющими неравные периоды квантования, предлагается решать методами пространств состояний [20].

Для получения математической модели синтезатора частот будем использовать дифференциальные уравнения, описывающие синтезатор в пространстве состояний, вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}[\varphi_{\text{ВХ}}(t)T_0\delta(t - nT_0) - \varphi_{\text{УГ}}(t)T_{\text{УГ}}\delta(t - iT_{\text{УГ}})K_{ifd}[iT_{\text{УГ}}]]; \\ \varphi_{\text{УГ}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}, \end{cases} \quad (14)$$

где \mathbf{X} – вектор состояний длиной k (напряжения на конденсаторах фильтра нижних частот, фаза управляемого генератора $\varphi_{\text{УГ}}(t)$); \mathbf{A} – квадратная матрица состояния; \mathbf{B} – вектор управления; $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ – сигнал на входе Ключа1; $\delta(t)$ – функция Дирака; \mathbf{C} – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\varphi_{\text{УГ}}(t)$;

$K_{jfd}[iT_{yT}]$ – периодическая функция с периодом KT_{yT} (т. е. $K_{jfd}[(i+K)T_{yT}] = K_{jfd}[iT_{yT}]$ и $K_{jfd}[iT_{yT}] = K_{jfd}(k)$ для $\text{mod}(i,K) = k$). Для фильтра нижних частот (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего фильтров) $\mathbf{X} = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); \varphi_{yT}(t)]$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & 0 & 0 \\ (1-T_1/T_2)/T_3 & -1/T_3 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{yT} & 0 \end{bmatrix}; T_1 = R_2 C_1; T_2 = (R_1 + R_2) C_1; T_3 = R_1 C_2; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} U_m/2\pi T_2 \\ U_m T_1/2\pi T_2 T_3 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [0; 0; 1];$$

$U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ – напряжения на конденсаторах C_1 , C_2 фильтра нижних частот; R_1 , R_2 – резисторы фильтра.

Интегрирование выражения (14) проведем на трех соседних подынтервалах времени, принимая во внимание эпюры импульсов тактирования Ключа1 – $e_o(t)$ и Ключа2 – $e_{yT}(t)$ (наиболее интересный случай $T_o < T_{yT}$): первый подынтервал – $\tau_{yT}[n]$; второй подынтервал – $\tau_o[n]$; третий подынтервал – $k_{o_{yT}}[n] \cdot T_{yT} = \text{floor}[(T_o - \tau_{yT}[n])/T_{yT}] T_{yT}$; где $\text{floor}[x/y]$ – выделение целого числа при делении x на y . Рекуррентные соотношения для вычисления $\tau_{yT}[n+1]$ и $\tau_o[n+1]$ имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \tau_{yT}[n+1] = T_o - k_{o_{yT}}[n] T_{yT} - \tau_o[n]; \\ \tau_o[n+1] = T_{yT} - \tau_{yT}[n+1]. \end{cases} \quad (15)$$

Особенностью дифференциального уравнения (14) является наличие в его составе δ -функций. Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции (к которым относятся δ -функции и их производные), решение (14) представим в виде рекуррентного соотношения для первого подынтервала

$$\mathbf{X}[nT_o] = e^{A\tau_{yT}[n]} A_1[iT_{yT}] \mathbf{X}[nT_o - \tau_{yT}[n]]. \quad (16)$$

Здесь: $\mathbf{X}[nT_o - \tau_{yT}[n]]$ – состояние системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты в момент времени $[nT_o - \tau_{yT}[n]]$; $A_1[iT_{yT}]$ – блочная единичная диагональная матрица размером $k \times k$, в которой k -й столбец заменен на $-\mathbf{B}T_{yT}K_{jfd}[iT_{yT}] + [0; 0; \dots; 1]$. Для последовательного соединения пропорционально-

интегрирующего и интегрирующего фильтров $A_1[iT_{yT}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -U_m T_{yT} K_{jfd}[iT_{yT}]/2\pi T_2 \\ 0 & 1 & -U_m T_{yT} K_{jfd}[iT_{yT}] T_1/2\pi T_2 T_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $A_1[iT_{yT}]$

определяет величину скачка вектора состояния в момент времени $[nT_o - \tau_{yT}[n]]$.

Решение (14) для второго подынтервала запишем в виде

$$\mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n]] = e^{A\tau_o[n]} [\mathbf{X}[nT_o] + T_o \varphi_{вх}[nT_o] \mathbf{B}], \quad (17)$$

где $T_o \varphi_{вх}[nT_o] \mathbf{B}$ – величина скачка вектора состояния в момент времени nT_o .

Решение (14) для третьего подынтервала имеет следующий вид:

$$\mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n] + iT_{yT}] = e^{AT_{yT}} A_1[iT_{yT}] \mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n] + (i-1)T_{yT}]. \quad (18)$$

В соответствии с рис. 5 и выражениями (15) – (18) в системе MATLAB разработана программа для определения уровня помех дробности в виде зависимости $\varphi_{yT}[iT_{yT}]$. Так как максимальный период помех дробности равен $T_{\text{пд}} = m/f_o$, а $T_{yT} = m/f_o RK$, то из этих соотношений найдем $T_{\text{пд}} = RK T_{yT}$. В связи с этим максимальное значение i_{max} при определении уровня помех дробности с учетом переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты [21] должно быть $i_{\text{max}} > RK$. Соответ-

ственно, спектральные составляющие помех дробности можно получить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{yT}[iT_{yT}]$ с числом выборок RK .

На рис. 7 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{yT}[f_{yT}]$ для случая $R=8193$; $m=2^{15}$; $K=32$; $f_o=320$ МГц; $N_{дч}=K$; $\varphi(k)=0$. Значения $K_{ifd}(k)$ являются случайной величиной, распределенной по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением 0,01 и $de_{Ак_LSB1}(t)=0$, полоса пропускания системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты примерно 100 кГц.

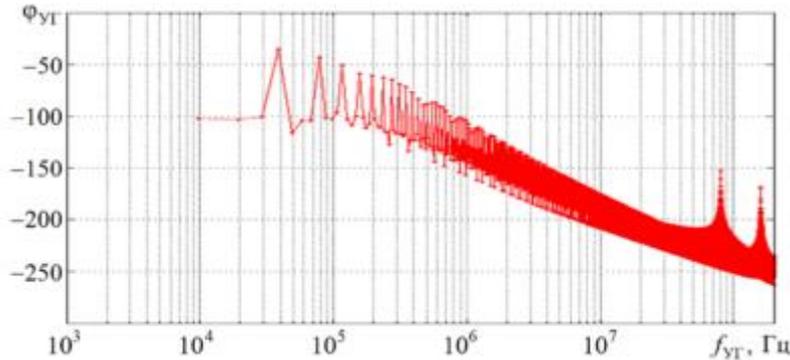


Рис. 7

По результатам проведенных исследований, при определении уровня помех дробности по разработанным методикам с учетом и без учета влияния дискретизации во времени с помощью Ключа1 и Ключа2 получают практически одинаковые значения. Это позволяет сделать вывод о возможности использовать для определения уровня помех дробности в синтезаторах частот более простой методики, не учитывающей эффекты квантования по времени.

Рассмотрим влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности в синтезаторе частот. Введем параметр $\tau_{ifd}(k)$ – массив чисел в секундах длиной k ; k – номер импульсно-фазового детектора, определяющий задержку срабатывания k -го импульсно-фазового детектора при поступлении на его вход нарастающего фронта сигнала с k -го аккумулятора. В этом случае в модели синтезатора частот (см. рис. 5) необходимо добавить между каждым выходом усилителей $Уск$ и входом сумматора Сум_ИФД линии задержки на величину $\tau_{ifd}(k)$. Тогда выражение (11) для $\varphi_{вх}(s)$ запишется в виде

$$\varphi_{вх}(s) = \left[e_{Ак_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) e^{-s\tau_{ifd}(k)} z^{-d(k-1)} + e_{Ак_LSB1}(s) \frac{2\pi K}{m}. \quad (19)$$

На рис. 8 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{вх}(t)$, рассчитанные с помощью выражения (19), для случая $R=8449$; $m=2^{15}$; $K=32$; $f_o=320$ МГц; $N_{дч}=K$; $\varphi(k)=0$.

Кривые 1–3 (три реализации) (см. рис. 8) – это сумма спектральных составляющих $\varphi_{вых_сч}(t) - 20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$, когда значения $\tau_{ifd}(k)$ представляют собой случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и среднеквадратичным отклонением $5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 4 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$ для случая, когда все значения $\tau_{ifd}(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и среднеквадратичным отклонением $5 \cdot 10^{-12}$ с, $e_{Ак_LSB1}(t)$ также запаздывает на $12,5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 5 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$ при $\tau_{ifd}(k)=0$, кроме $\tau_{ifd}(1)=12,5 \cdot 10^{-12}$ с.

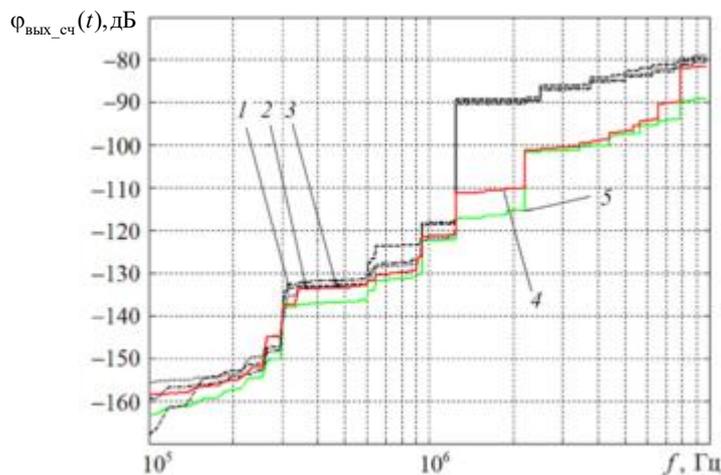


Рис. 8

Согласно проанализированным зависимостям (см. рис. 8) резкий скачок уровня спектральных составляющих на частоте 1,25 МГц обусловлен задержкой компенсирующего сигнала $e_{\text{AK_LSBI}}(t)$.

Таким образом, в работе предложена архитектура мультidetекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты. На основании анализа абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов аккумуляторов предложена структурная схема импульсно-непрерывной модели синтезатора частот для определения уровня помех дробности. Приведено условие полной компенсации помех дробности во временной области. Приведена методология определения уровней помех дробности, включающая математическую модель системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты в цепи обратной связи и импульсно-фазовыми детекторами с неидентичными параметрами усиления.

Найдены аналитические выражения для определения уровней помех дробности на выходе системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты. Приведены результаты расчетов уровней помех дробности при варьировании коэффициентов усиления детекторов и неточностей устройств компенсации. Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности в синтезаторе частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих П.А. Использование методов слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 175–183.
2. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих П.А. Повышение помехоустойчивости систем дальней космической связи при воздействии помех от стационарных плазменных двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 2. С. 185–196.
3. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Чернявский С.М. К вопросу повышения спектральной эффективности фазовых радиотехнических систем передачи информации, функционирующих при сильных межсимвольных искажениях // Изв. вузов. Авиационная техника. 2018. № 1. С. 113–118.
4. Леньшин А.В. и др. Переходные процессы в системе импульсно-фазовой автоподстройки с дробно-переменными делителями частоты и элементами коммутации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 4. С. 218–229.
5. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Рябов И.В. Оптимизированный алгоритм оценки пропускной способности каналов связи, функционирующих на базе теории разрешающего времени // Радиотехника. 2022. № 4. С. 91–109.
6. Лернер И.М. и др. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Часть 1. Ретроспективный обзор методов приема и обработки сигналов в частотно-селективных каналах связи при скоростях передачи информации выше скорости Найквиста // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. № 1. С. 37–50.

7. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.
8. Дингес С.И. и др. Радиопередающие устройства. М.: Горячая линия–Телеком, 2022. 1200 с.
9. Riley T., Copeland M., Kwasniewski T. Delta-Sigma Modulation in Fractional-N Frequency Synthesis // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1993. Vol. 28. № 5. P. 553–559.
10. Леньшин А.В. и др. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.
11. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
12. Романов С.К., Матвеева А.И., Тихомиров Н.М. О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника радиосвязи. 2008. Вып. 1. С. 111–117.
13. Yang Y.-C., Lu S.-S. A Quantization Noise Pushing Technique for $\Delta\Sigma$ Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Transactions Microwave. Theory and Techniques. 2008. Vol. 56. № 4. P. 817–825.
14. Романов С.К., Леньшин А.В. Интермодуляционные помехи в синтезаторах частот дробно-переменными делителями частоты // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. № 2. С. 19–24.
15. Коротков А.С., Леньшин А.В. Моделирование характеристик синтезаторов частот с каналами компенсации фазовых искажений для комплексов средств связи // Телекоммуникации. 2024. № 10. С. 19–30.
16. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2023. 977 с.
17. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.
18. Романов С.К., Радько Н.М. Линейная импульсная модель для определения спектра помех в синтезаторах частот с цифровым фазовым детектором // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1992. № 5. С. 86–91.
19. Иванов О.А., Фридман Г.М. Дискретная математика. СПб.: Питер, 2020. 352 с.
20. Ту Ю. Современная теория управления. М.: Машиностроение, 1971. 474 с.
21. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Быстродействие синтезатора с переключаемыми каналами управления и трактами приведения частоты // Радиотехника. 2014. № 11. С. 58–66.

Поступила в редакцию 18.02.25

После доработки 4.03.25

Принята к публикации 4.03.25

Methodology for Determining the Level of Fractional Interference in Frequency Synthesizers with Fractional Variable Frequency Dividers

A.V. LEN'SHIN¹, V.N. TIKHOMIROV², N.M. TIKHOMIROV², AND E.V. SHATALOV³

¹ Russian Air Force Military Educational and Scientific Center “Air Force Academy”, Voronezh

² Concern “Sozvezdie”, Voronezh

³ Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh

The architecture of a pulse-continuous model of a multi-detector pulse-phase frequency auto-tuning system of a frequency synthesizer with frequency dividers with a fractional-variable division coefficient for determining the level of fractional interference is presented. Analytical expressions have been obtained and a program has been developed in the MATLAB system to determine the level of fractional interference when using a multiaccumulator frequency synthesizer. The results of spectral analysis of the output signal phase of a frequency synthesizer in a broadband sampled phase-locked loop system are presented. A method is proposed for determining the level of fractional interference in a frequency synthesizer, taking into account the time quantization of processes in an ideal pulse element using the mathematical model of a frequency synthesizer in the state space. The effect of the spread of the response delays of multiple pulse-phase detectors from the multiaccumulator on the level of fractional interference is analyzed. The results of a spectral analysis of the level of fractional interference using the mathematical model of a frequency synthesizer that takes into account the delay in the operation of a separate pulse-phase detector are presented.

Frequency synthesizer, phase-locked loop, fractional variable frequency dividers, multiaccumulator, fractional interference

Пространственно-временные характеристики сигналов радиолокационных станций с синтезированной апертурой с учетом отражения от целей и местных предметов

Е.А. ПАФИКОВ,
д-р техн. наук
(филиал ВА МТО, Пенза),

А.В. ТИМОШЕНКО,
д-р техн. наук
(МГУ, Москва),

А.Ю. ТЫЧКОВ,
д-р техн. наук
(ПГУ, Пенза),

А.М. САВЧУК,
д-р физ. мат. наук,

А.С. ЗАХАРОВ
(МГУ, Москва)

laperlov@yandex.ru

Рассмотрены пространственно-временные характеристики сигналов радиолокационных станций, отраженных от целей и местных предметов. Радиолокационные станции с синтезированной апертурой установлены на самолетах-носителях. Показано, что наличие априорных пространственно-временных различий характеристик сигналов, отраженных от движущейся наземной цели и подстилающей поверхности, может быть использовано при решении задачи синтеза оптимального устройства обработки сигнала движущейся наземной цели при непрерывном измерении ее координат или автоматическом сопровождении.

Цель, радиолокационная станция, сигнал, сопровождение, помеха, синтез

При использовании современных методов синтеза устройств оптимальной обработки электромагнитных полей требуется знание априорной информации о характеристиках обрабатываемых сигналов и сопровождающих их помех [1, 2]. Для получения выражений, описывающих электромагнитные поля, отраженные от наземной цели и поверхности земли, воспользуемся геометрическими соотношениями, характеризующими типовой режим работы радиолокатора с синтезированной апертурой (рис. 1).

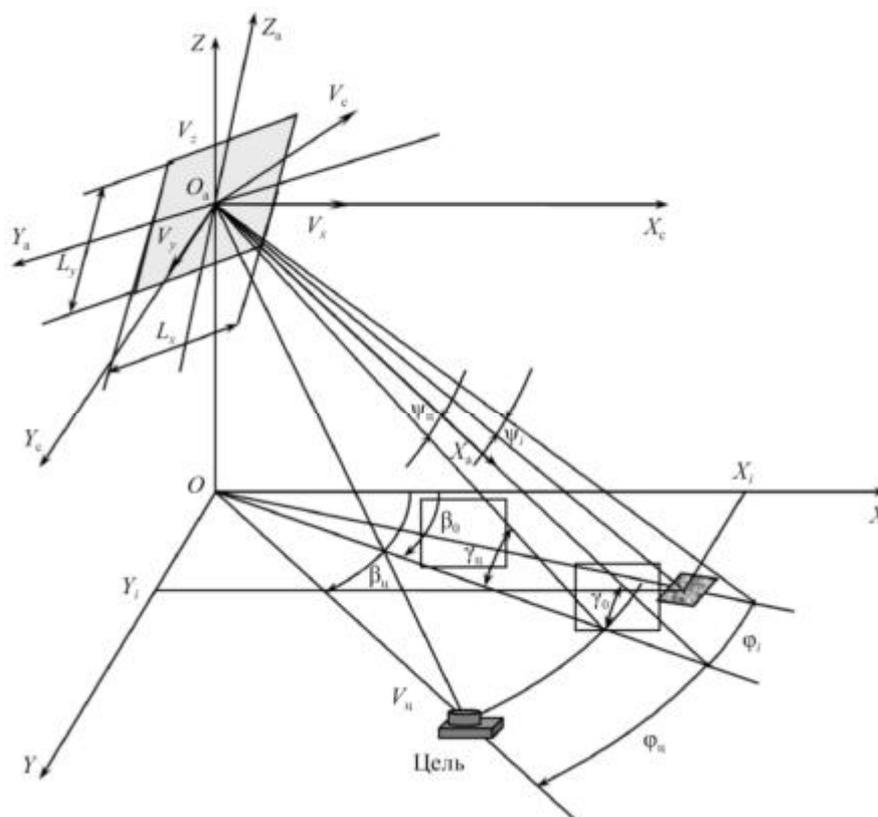


Рис. 1

Самолет-носитель радиолокационной станции (РЛС) выполняет полет с путевой скоростью V_c на высоте H . Наземная цель находится в точке T на дальности D_T и движется со скоростью V_T . Для описания положения наземной цели и фона местности относительно локатора введем сферическую систему координат, связанную с РЛС (рис. 2), – дальность D , азимут β , угол места γ .

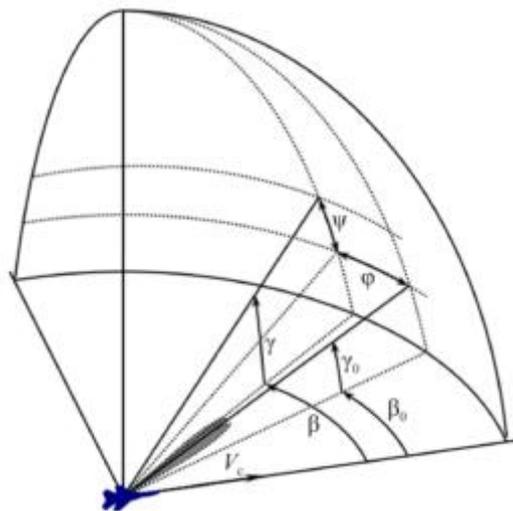


Рис. 2

Направление движения самолета в ней характеризуется углами $\beta = \gamma = 0$, положение оси диаграммы излучения – углами β_0, γ_0 . Ориентируем лучевую систему координат (O_a, φ, ψ) , привязанную к оси диаграммы направленности антенны так, чтобы плоскость $\psi(\varphi = 0)$ совпала с угломестной плоскостью, при этом $\varphi = (\beta - \beta_0) \cos \gamma$, $\psi = \gamma - \gamma_0$. Угловое положение цели лучевой системы координат характеризуется углами φ_T, ψ_T , а положение i -го элемента отражающего участка подстилающей поверхности, характеризующегося угловым размером $d\varphi \times d\psi$ и находящегося в стробе дальности D_T , – углами φ_i, ψ_i .

Антенная система РЛС имеет двумерную апертуру с размерами в горизонтальной L_y и вертикальной L_z плоскостях. Фазовый центр антенны совмещен с центром масс самолета (точка O_a).

Для решения задачи синтеза оптимальной системы обработки отраженного от наземной цели сигнала в качестве модели зондирующего радиолокационного сигнала используем когерентный импульсный сигнал в виде периодической последовательности радиоимпульсов колокольной формы [3, 4]:

$$\dot{S}_n(t) = \sum_n^N A \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_n^2} (t - nT_n)^2 \right\} \exp \{ j2\pi f_0 t \}, \quad (1)$$

где A – амплитуда; f_0 – несущая частота; τ_n – длительность импульса на уровне 0,7 от его амплитуды; T_n – период повторения импульсов; N – количество импульсов в пачке, $N = \frac{T_c}{T_n}$; T_c – длительность сигнала.

Можно было бы ввести в излучаемый сигнал внутриимпульсную модуляцию, например фазово-кодированный сигнал. Однако для целей оптимального синтеза измерителей координат наземной цели форма зондирующего сигнала принципиального значения не имеет, так как процедура свертки фазово-кодированного сигнала является линейной операцией.

Задачи обнаружения, измерения координат и сопровождения движущихся целей в радиолокаторе с синтезированной апертурой решаются в случае, когда $H \ll D_T$. Учитывая возможные реальные размеры антенны, размещенной на самолете, и рабочий диапазон длин волн, полагаем, что отражатели находятся в дальней зоне приемной антенны, т. е. фазовый фронт волны в пределах апертуры антенны можно считать плоским. Кроме того, считаем, что дальность до i -го отражателя и цели много больше размеров антенной системы и синтезированной апертуры, а изменения амплитуды отраженного сигнала во времени и на апертуре реальной антенны пренебрежимо малы. Для получения потенциальных характеристик системы автосопровождения будем считать также, что фазовые изменения сигнала, обусловленные различного рода нестабильностями, скомпенсированы.

Электромагнитное поле, отраженное от i -го элемента земной поверхности (см. рис. 1) в точке раскрытия антенны с координатами z_a, y_a в момент времени t в канале дальности D_T , определяется выражением

$$\dot{S}_i(t, y_a, z_a) = \sum_n \dot{A}(\varphi_i, \psi_i) e^{-\frac{\pi}{2\tau_n^2} \left(t - nT_n - \frac{2D_i}{c} \right)^2} e^{j2\pi \left(ft + \frac{2V(\varphi_i, \psi_i)}{\lambda} t + \frac{\varphi_i}{\lambda} y_a + \frac{\psi_i}{\lambda} z_a \right)}, \quad (2)$$

где $\dot{A}(\varphi_i, \psi_i)$ – комплексная случайная амплитуда, характеризующая изменение сигнала i -го отражателя по пространственным координатам; дисперсия модуля $\dot{A}(\varphi_i, \psi_i)$ определяется выражением

$$\sigma_i^2 = \frac{P\sigma_i G(\varphi_i, \psi_i)}{(4\pi)^2 D_i^4}; \quad D_i = \frac{H}{\sin(\gamma_0 + \psi_i)},$$

где P – импульсная мощность излучения РЛС; $G(\varphi_i, \psi_i)$ – функция, описывающая передающую диаграмму направленности антенны; $\sigma_i = \sigma_0(\varphi_i, \psi_i) dS$ – эффективная поверхность рассеяния i -го элемента отражающей поверхности; площадь отражающего элемента поверхности определяется через якобиан преобразования J , связывающий координаты i -го элемента поверхности в системе $OXYZ$ с координатами в системе (O_a, φ, ψ) (см. рис. 1, 2):

$$X_i = \frac{H \cos(\gamma_0 + \psi_i)}{\sin(\gamma_0 + \psi_i)} \cos \left(\beta_0 + \frac{\varphi_i}{\cos(\gamma_0 + \psi_i)} \right);$$

$$Y_i = \frac{H \cos(\gamma_0 + \psi_i)}{\sin(\gamma_0 + \psi_i)} \sin \left(\beta_0 + \frac{\varphi_i}{\cos(\gamma_0 + \psi_i)} \right);$$

$$dS = |J| d\varphi d\psi = \frac{H^2}{\sin^3(\gamma_0 + \psi)} d\varphi d\psi.$$

Скорость сближения самолета с i -й точкой поверхности земли можно представить в следующем виде:

$$V(\varphi_i, \psi_i) = V_x \cos \gamma_i \cos \beta_i + V_y \sin \beta_i \cos \gamma_i - V_z \sin \gamma_i \approx V_x \cos \gamma_0 \cos \beta_0 +$$

$$+ V_y \sin \beta_0 \cos \gamma_0 - V_z \sin \gamma_0 - (V_x \cos \gamma_0 - V_y \cos \beta_0) \varphi_i -$$

$$- (V_x \sin \gamma_0 \cos \beta_0 + V_y \sin \gamma_0 \cos \beta_0 + V_z \cos \gamma_0) \psi_i = V_0 - V_{\text{та}} \varphi_i - V_{\text{тв}} \psi_i,$$

где V_x, V_y, V_z – составляющие скорости движения носителя по соответствующим координатам самолетной системы координат; $V_0, V_{\text{та}}, V_{\text{тв}}$ – составляющие скорости движения носителя в лучевой системе координат (радиальная скорость, горизонтальная и вертикальная тангенциальные скорости сближения).

Модель подстилающей поверхности выберем в виде совокупности большого числа независимо и случайно расположенных отражателей. При этом в соответствии с центральной предельной теоремой [5–7] допустимо считать закон распределения сигнала, отраженного от участка поверхности, ограниченного величиной элемента разрешения, гауссовским.

В соответствии с этим результирующее электромагнитное поле описывается выражением

$$\dot{S}_n(t, y_a, z_a) = \sum_n \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(\varphi, \psi) \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_n^2} \left(t - nT_n - \frac{2D_i}{c} \right)^2 \right\} \times$$

$$\times \exp \left\{ j2\pi \left(ft + \frac{2}{\lambda} V(\varphi, \psi) t + \frac{\varphi}{\lambda} y_a + \frac{\psi}{\lambda} z_a \right) \right\} d\varphi d\psi. \quad (3)$$

Определим пространственно-временную корреляционную функцию помехового электромагнитного поля в следующем виде:

$$\dot{K}(t_1, t_1, y_1, y_2, z_1, z_2) \leq \langle \dot{S}(t_1, y_1, z_1) \dot{S}^*(t_2, y_2, z_2) \rangle. \quad (4)$$

Подставляя в неравенство (4) выражение (3), получим:

$$\begin{aligned} \dot{K}(t_1, t_1, y_1, y_2, z_1, z_2) = & \sum_n^N \sum_m^N \iiint_{-\infty}^{\infty} \iiint_{-\infty}^{\infty} \langle \dot{A}(\varphi_1, \psi_1) \dot{A}^*(\varphi_2, \psi_2) \rangle \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_n^2} \left(t_1 - nT_n - \frac{2D_{t1}}{c} \right)^2 \right\} \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_n^2} \left(t_2 - mT_n - \frac{2D_{i2}}{c} \right)^2 \right\} \exp \left\{ j2\pi \left(f + \frac{2\pi}{\lambda} V(\varphi_1, \psi_1) \right) t_1 + j \frac{2\pi}{\lambda} y_{a1} \varphi_1 + \right. \\ & \left. + j \frac{2\pi}{\lambda} z_{a1} \psi_1 - j2\pi \left(f + \frac{2\pi}{\lambda} V(\varphi_2, \psi_2) \right) t_2 - j \frac{2\pi}{\lambda} y_{a2} \varphi_2 - j \frac{2\pi}{\lambda} z_{a2} \psi_2 \right\} d\varphi_1 d\psi_1 d\varphi_2 d\psi_2, \end{aligned}$$

где $\langle \dot{A}(\varphi_1, \psi_1) \dot{A}^*(\varphi_2, \psi_2) \rangle$ – корреляционная функция подстилающей поверхности.

Так как подстилающая поверхность представлена совокупностью большого количества независимых по пространству отражателей, определим ее как пространственный белый шум со спектральной плотностью $\sigma_{a0}^2 = \frac{\sigma_a^2}{dS}$:

$$\langle \dot{A}(\varphi_1, \psi_1) \dot{A}^*(\varphi_2, \psi_2) \rangle = \sigma_{a0}^2 \delta(\varphi_2 - \varphi_1) \delta(\psi_2 - \psi_1), \quad (5)$$

где $\sigma_{a0}^2 = \frac{P\sigma_0(\varphi_i, \psi_i)G(\varphi_i, \psi_i)}{(4\pi)^2 H^2} \sin(\gamma_0 + \psi_i)$.

Предположим, что в пределах элемента разрешения удельная эффективная поверхность рассеяния отражающей поверхности постоянна ($\sigma_0(\varphi_i, \psi_i) = \sigma_0$) и изменения фазы в пределах строга дальности, обусловленные тангенциальной вертикальной составляющей скорости сближения носителя с центром зоны обзора РЛС $\left(\frac{4\pi V_{ty} \Psi}{\lambda} \right)$, малы. Тогда, подставив формулу (5) в неравенство (4) и сделав соответствующие преобразования, для передающей диаграммы направленности антенны гауссовского вида и при скважности излучения $Q \geq 100$ получим корреляционную функцию электромагнитного поля, отраженного от подстилающей поверхности, в виде

$$\begin{aligned} \dot{K}(\tau, \rho_y, \rho_z) = & \frac{1}{N} \sum_n^N \sum_m^N \frac{P\sigma_0 \Delta\varphi \Delta\psi}{Q(4\pi H)^2 a} \exp \left\{ -\frac{\pi \Delta\varphi^2}{\lambda^2} (2V_{ta} \tau + \rho_y)^2 \right\} \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{\pi \psi_i^2}{\Delta\psi^2} + j \frac{2\pi}{\lambda} (2V_{ty} \tau + \rho_z) \psi_i \right\} \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_n^2} (\tau + T_n(n-m))^2 - j \frac{4\pi V_0 \tau}{\lambda} \right\}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\tau = t_2 - t_1$; $\rho_y = y_2 - y_1$; $\rho_z = z_2 - z_1$; $\Delta\varphi, \Delta\psi$ – ширина передающей диаграммы направленности антенны по координатам φ, ψ ; $\psi_i = \arcsin\left(\frac{H}{D_i}\right) - \gamma_0$ – угловое положение строга i -го канала дальности относительно оси антенны в плоскости ψ ; $a = \frac{2H \cos \gamma_0 \Delta\psi}{c\tau_n \sin^2 \gamma_0}$ – величина, характеризующая количество стробов дальности, укладываемых в области облучения земной поверхности передающей диаграммы направленности антенны; V_{ta} – составляющая скорости движения носителя в лучевой системе координат (горизонтальная тангенциальная скорость сближения).

Таким образом, корреляционная функция помехового поля, отраженного от земной поверхности, стационарна по времени и пространству. При высокой разрешающей способности по дальности модуль корреляционной функции не зависит от угломестной координаты ρ_z . Для анализа статистических свойств отраженного поля более наглядным представляется исследование пространственно-временной спектральной плотности отраженного поля, которая определяется как трехмерное преобразование Фурье $\dot{K}(\tau, \rho_z, \rho_y)$ по координатам ρ_z, ρ_y, τ :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int \int \dot{K}(\tau, \rho_y, \rho_z) \exp(-j2\pi f\tau - j2\pi f_{\varphi}\rho_y - j2\pi f_{\psi}\rho_z) d\tau d\rho_y d\rho_z; \\ \dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= S_{0\Pi} \sum_m \delta\left(2\pi\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}}f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}}\Psi_i}{\lambda} - mF_{\Pi}\right)\right) \times \\ &\times \delta\left(2\pi\left(f_{\psi} - \frac{\Psi_i}{\lambda}\right)\right) \exp\left\{-2\pi\tau_{\Pi}^2\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}}f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}}\Psi_i}{\lambda}\right)^2\right\}. \end{aligned} \quad (7)$$

Для сигналов конечной длительности NT выражение (7) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= S_{0\Pi} \exp\{-\pi L_y^2 f_{\varphi}^2\} \exp\left\{-\frac{2\pi\Psi_i^2}{\Delta\Psi^2}\right\} \frac{\sin^2\left\{\pi NT_{\Pi}\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}}f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}}\Psi_i}{\lambda}\right)\right\}}{\sin^2\left\{\pi T_{\Pi}\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}}f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}}\Psi_i}{\lambda}\right)\right\}} \times \\ &\times \exp\left\{-2\pi\tau_{\Pi}^2\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}}f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}}\Psi_i}{\lambda}\right)^2\right\} \delta\left(2\pi\left(f_{\psi} - \frac{\Psi_i}{\lambda}\right)\right), \end{aligned} \quad (8)$$

где $S_{0\Pi} = \frac{P\sigma_0\Delta\varphi\Delta\Psi L_y\tau_{\Pi}}{NQ(4\pi H)^2 a}$; $f_{\varphi} = \frac{\varphi}{\lambda}$; $f_{\psi} = \frac{\Psi}{\lambda}$ – пространственные частоты по угломестной и азимутальной координатам.

Рассмотрение спектральной плотности мощности отражений $\dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi})$ в координатах f, f_{φ} определяет ее как периодическую функцию по координате f . Характерный вид ее показан на рис. 3.

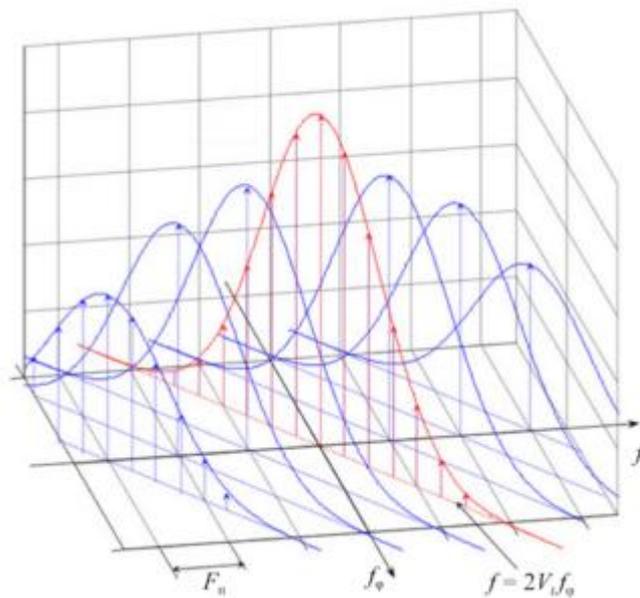


Рис. 3

На рис. 4, *a* представлен вид спектральной плотности помеховых отражений (8) в изометрии при наблюдении пачки длительностью NT_{Π} , а также ее сечения линиями уровней (рис. 4, *б*).

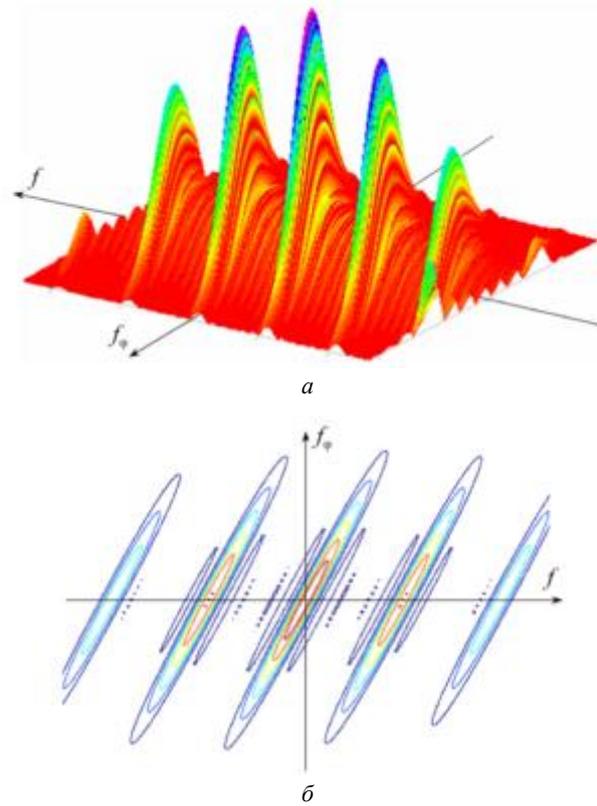


Рис. 4

Спектр мощности представляет собой периодическую последовательность «гребней» с периодом F_{Π} , вытянутых вдоль линий, связывающих доплеровскую частоту отраженного сигнала и угловое положение неподвижного точечного объекта:

$$f = 2V_{\text{та}} + f_{\varphi} + nF_{\Pi}; \quad n = 1, 2, \dots$$

Форма «гребня» определяется передающей диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости, поскольку напряженность электромагнитного поля, отраженного от земли, является суммой плоских монохроматических волн, отраженных от точечных отражателей и находящихся в зоне облучения передающей антенны, а доплеровская частота колебаний поля и направление нормали к плоскости фронта волны жестко связаны между собой.

Толщина «гребней» определяется количеством излученных, а следовательно, принимаемых импульсов (временем синтезирования), их наклон относительно оси f – тангенциальной составляющей скорости движения носителя $V_{\text{та}}$. Периодичность $S(\cdot)$ обусловлена импульсным характером зондирующего сигнала. Как правило, обработка сигналов в РЛС производится в спектральной области, соответствующей основной гармонике излучения (несущей), поэтому достаточно рассматривать только центральную область пространственно-временного спектра мощности сигналов.

В связи с этим для простоты дальнейших преобразований перейдем к непрерывному аналогу сигнала, проходящего в канал дальности. При этом пространственно-временная корреляционная функция и спектральная плотность потока мощности сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, имеют вид (см. рис. 2):

$$K(\tau, \rho_y, \rho_z) = K_0 \exp \left\{ -\frac{\pi \Delta \varphi^2}{\lambda^2} (2V_{\text{та}} \tau + \rho_y)^2 \right\} \exp \left\{ -\frac{\pi \psi_i^2}{\Delta \psi^2} + j \frac{2\pi}{\lambda} [(2V_{\text{ты}} \tau + \rho_z) \psi_i - 2V_0 \tau] \right\}, \quad (9)$$

где $K_0 = \frac{P_{\text{ср}} \sigma_0 \Delta \varphi \Delta_{\text{стр}}}{(4\pi H)^2}$; $\Delta_{\text{стр}} = \frac{c \tau_{\text{н}} \sin^2 \gamma_0}{2H \cos \gamma}$ – угловой размер строга дальности по угломестной координате;

$P_{\text{ср}}$ – средняя мощность излучения РЛС.

Применив обратное преобразование Фурье, получим спектральную мощность отражений:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{н}}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= S_{0\text{н}} \exp\{-\pi L_y^2 f_{\varphi}^2\} \exp\left\{-\frac{\pi \psi_i^2}{\Delta \psi^2}\right\} \times \\ &\times \delta\left(2\pi\left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}} f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}} \psi_i}{\lambda}\right)\right) \delta\left(2\pi\left(f_{\psi} - \frac{\psi_i}{\lambda}\right)\right). \end{aligned} \quad (10)$$

При использовании модели земной поверхности, учитывающей независимые колебания ее элементов, расширяются «гребни» пространственно-временного спектра мощности и уменьшаются его амплитуды в случае, когда корреляционная функция подстилающей поверхности представляет собой узкополосный процесс с шириной спектра, пропорциональной среднеквадратичному отклонению флуктуации скорости отражателей σ_v [8, 9]:

$$\langle \dot{A}(\varphi_1, \varphi_2) \dot{A}^*(\varphi_1, \varphi_2) \rangle = \sigma_{\text{а0}}^2 \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{4\pi\sigma_v}{\lambda}\right)^2 \tau^2\right\} \delta(\varphi_2 - \varphi_1) \delta(\psi_2 - \psi_1). \quad (11)$$

Спектральная плотность потока мощности отражений от подстилающей поверхности при наличии ветра имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{н}}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= \frac{P \sigma_0 \Delta \varphi \Delta_{\text{стр}} L_y \lambda}{(4\pi H)^2 \sigma_v \sqrt{2\pi}} \exp\{-\pi L_y^2 f_{\varphi}^2\} \exp\left\{-\frac{2\pi \psi_i^2}{\Delta \psi^2}\right\} \times \\ &\times \exp\left\{-\frac{\lambda^2 \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}} f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}} \psi_i}{\lambda}\right)^2}{8\sigma_v^2}\right\} \delta\left(2\pi\left(f_{\psi} - \frac{\psi_i}{\lambda}\right)\right). \end{aligned} \quad (12)$$

Для конечного времени существования отраженного сигнала выражение (12) имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{н}}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) &= \frac{P \sigma_0 \Delta \varphi \Delta_{\text{стр}} L_y T}{(2\pi H)^2 \sqrt{2 + \frac{32\pi\sigma_v^2 T^2}{\lambda^2}}} \exp(-\pi L_y^2 f_{\varphi}^2) \exp\left(-\frac{2\pi \psi_i^2}{\Delta \psi^2}\right) \times \\ &\times \exp\left(-\frac{2\pi T^2 \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - 2V_{\text{та}} f_{\varphi} - \frac{2V_{\text{ты}} \psi_i}{\lambda}\right)^2}{1 + \frac{16\pi\sigma_v^2 T^2}{\lambda^2}}\right) \delta\left(f_{\psi} - \frac{\psi_i}{\lambda}\right). \end{aligned} \quad (13)$$

При анализе формулы (13) установлено, что при $T = 0,1$ с и $\lambda = 0,03$ м ширина спектра мощности отражений по оси f увеличивается в два раза при $\sigma_v = 8 \div 12$ см/с, что соответствует холмистой местности, покрытой растительностью при силе ветра 40–50 м/с [10].

Для небольших значений σ_v расширение $\dot{S}_{\text{н}}(f, f_{\varphi}, f_{\psi})$ по координате f незначительно, что позволяет ограничиться моделью (8) – (10).

Электромагнитное поле, отраженное от наземной цели, определяется тем же выражением (12), с помощью которого определяется сигнал, отраженный от элемента земной поверхности. Однако имеется дополнительное приращение доплеровской частоты, обусловленное радиальной составляющей скорости ее движения:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}(t, y_a, z_a) = \sum_n \dot{A}_{\Pi} \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_{\Pi}^2} \left(t - nT_{\Pi} - \frac{2D_{\Pi}}{c} \right)^2 \right\} \times \\ \times \exp \left\{ j2\pi ft + j\frac{4\pi}{\lambda} V(\varphi_{\Pi}, \psi_{\Pi})t + j\frac{4\pi}{\lambda} V_{\Pi}t + j\frac{2\pi}{\lambda} y_a \varphi_{\Pi} + j\frac{2\pi}{\lambda} z_a \psi_{\Pi} \right\}, \end{aligned} \quad (14)$$

где V_{Π} – радиальная скорость цели; $\varphi_{\Pi}, \psi_{\Pi}$ – угловые координаты цели в антенной системе координат; \dot{A}_{Π} – комплексная случайная амплитуда сигнала цели с дисперсией

$$\sigma_{\text{ац}}^2 = \frac{PG(\varphi_{\Pi}, \psi_{\Pi})\sigma_{\Pi}}{(4\pi)^2 H^4} \sin^4(\gamma_0 + \varphi_{\Pi}),$$

где σ_{Π} – эффективная поверхность рассеяния цели.

Пространственно-временная спектральная плотность потока мощности сигнала, отраженного движущейся целью, имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) = S_{0\Pi} \delta \left(2\pi \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - \frac{2V_{\text{та}}\varphi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\text{ты}}\psi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} \right) \right) \times \\ \times \delta \left(2\pi \left(f_{\varphi} - \frac{\varphi_{\Pi}}{\lambda} \right) \right) \delta \left(2\pi \left(f_{\psi} - \frac{\psi_{\Pi}}{\lambda} \right) \right). \end{aligned} \quad (15)$$

С учетом того что отраженный сигнал конечен по времени и пространству, выражение (15) принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Pi}(f, f_{\varphi}, f_{\psi}) = S_{0\Pi} \exp \left(-\pi \frac{(\varphi_{\Pi} - f_{\varphi}\lambda)^2}{\Delta\varphi_{\Pi}^2} \right) \exp \left(-\pi \frac{(\psi_{\Pi} - f_{\psi}\lambda)^2}{\Delta\psi_{\Pi}^2} \right) \times \\ \times \frac{\sin^2 \left\{ \pi NT_{\Pi} \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - \frac{2V_{\text{та}}\varphi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\text{ты}}\psi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} \right) \right\}}{\sin^2 \left\{ \pi T_{\Pi} \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - \frac{2V_{\text{та}}\varphi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\text{ты}}\psi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} \right) \right\}} \times \\ \times \exp \left\{ -2\pi\tau_{\Pi}^2 \left(f - \frac{2V_0}{\lambda} - \frac{2V_{\text{та}}\varphi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\text{ты}}\psi_{\Pi}}{\lambda} - \frac{2V_{\Pi}}{\lambda} \right)^2 \right\}, \end{aligned} \quad (16)$$

где $S_{0\Pi} = \frac{PG(\varphi_{\Pi}, \psi_{\Pi})\sigma_{\Pi} \sin^4(\gamma_0 + \psi_{\Pi})\lambda^2\tau_{\Pi}}{Q(4\pi)^2 H^4 \Delta\psi_{\Pi} \Delta\varphi_{\Pi}}$; $\Delta\varphi_{\Pi}, \Delta\psi_{\Pi}$ – угловые размеры цели по соответствующим координатам.

Приведем пространственно-временной спектр мощности аддитивной смеси отраженных сигналов от подстилающей поверхности и наземной цели в области центральной частоты спектра мощности отражений в координатах f_{φ}, f в изометрии (рис. 5, 6, а) и в виде рельефа линиями уровней сечений (рис. 5, 6, б).

Проанализировав выражения (7), (8), (15), (16), можно сделать вывод о том, что концентрация мощности отражений в определенных областях плоскости (f_{φ}, f) определяет возможность выделения сигналов подвижных целей на фоне коррелированной помехи и измерения их координат [11, 12].

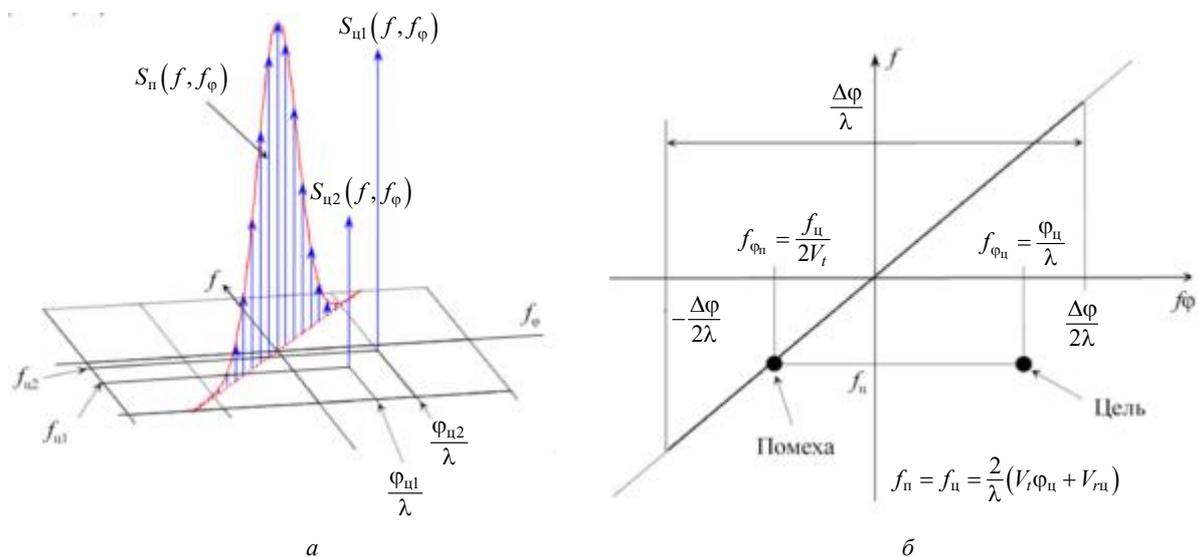


Рис. 5

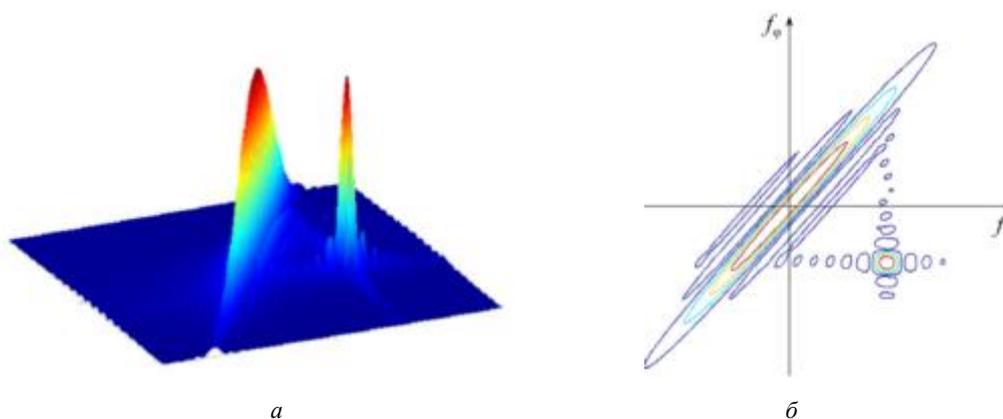


Рис. 6

С другой стороны, идентичность функциональных зависимостей (7), (15) по координате f_ψ свидетельствует о совпадении статистических характеристик отраженных сигналов от подстилающей поверхности и движущейся наземной цели, что позволяет селективировать сигнал цели по координате f_ψ лишь на основе амплитудного контраста.

Следовательно, обработка по угломестной координате сигналов, отраженных наземной целью, будет соответствовать согласованному приему.

Таким образом, наличие априорных пространственно-временных различий характеристик сигналов, отраженных от движущейся наземной цели и подстилающей поверхности, может быть использовано при решении задачи синтеза оптимального устройства обработки сигнала движущейся наземной цели при непрерывном измерении ее координат или автоматическом сопровождении.

Работа выполнена при поддержке Программы развития МГУ, проект № 24-Ш01-04.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бушмин В.В. и др. Контроль процессов жизненного цикла высокотехнологичных образцов вооружения и военной техники в ведущих зарубежных военно-промышленных компаниях: Методологические, методические и организационные аспекты // Вопросы оборонной техники. Сер. 16. Технические средства противодействия терроризму. 2023. № 11-12. С. 101–108.
2. Боев С.В. и др. Отождествление воздушных объектов при обнаружении и сопровождении всеатмосферным радиолокатором // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 1. С. 50–59.

3. Шевцов В.А., Тимошенко А.В., Разиньков С.Н. Оценка состояния безопасности полета воздушного судна на основе анализа рисков авиационных инцидентов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 39–44.
4. Computer Simulation of Aerial Radar Sattering, Recognition, Detection and Tracking / Ed. Ya.D. Shirman. Boston – London: Artech House, 2002. 307 p.
5. Skolnik M., Linde G., Meads K. Senrad: An Advanced Wideband Air Surveillance Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2001. Vol. 37. Iss. 4. P. 1163–1175.
6. Курбатский С.А., Новиков А.В., Хомяков Д.А. Алгоритм вычисления вектора весовых коэффициентов в адаптивной антенной решетке // Изв. ТулГУ. 2012. № 11-1. С. 261–268.
7. Tuncer T.E., Friedlander B. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. USA: Academic Press, 2009. 456 p.
8. Амнинов Э.В., Хомяков Д.А., Акишин П.Н. Алгоритм обработки сигналов в антенной решетке // Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. 2013. № 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr13/11/text.pdf> (дата обращения: 13.10.2024).
9. Румянцев В.Л., Барановский Н.М. Оценка эффективности пространственно-поляризационной селекции // Изв. ТулГУ. Сер. Технические науки. 2014. № 9-1. С. 93–101.
10. Зубков Б.В., Прозоров С.Е. Безопасность полетов. Ульяновск: УВАУ ГА(И), 2012. 451 с.
11. Солдаткин В.М. и др. Модели и анализ погрешностей системы воздушных сигналов с неподвижным невыступающим приемником потока // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 2. С. 165–171.
12. Соколов С.В., Погорелов В.А., Шаталов А.Б. Общее решение задачи нелинейной фильтрации параметров ориентации антенного комплекса по инерциальным измерениям // Изв. вузов. Авиационная техника. 2021. № 1. С. 124–132.

Поступила в редакцию 13.11.24

После доработки 22.11.24

Принята к публикации 27.11.24

Spatial and Temporal Characteristics of Synthetic Aperture Radar Signals Taking into Account Reflections from Targets and Local Objects

E.A. PAFIKOV¹, A.V. TIMOSHENKO², A.YU. TYCHKOV³,
A.M. SAVCHUK², AND A.S. ZAKHAROV²

¹ Branch of the Military Academy of Material and Technical Support, Penza

² Moscow State University, Moscow

³ Penza State University, Penza

The paper considers the spatial and temporal characteristics of radar signals reflected from targets and local objects. When considering the system, it is taken into account that synthetic aperture radar stations are installed on carrier aircraft. The presence of spatial and temporal differences in the characteristics of signals reflected from a moving ground target and the underlying surface can be used in solving the problem of synthesising an optimal signal processing device for a moving ground target during continuous measurement of its coordinates or automatic tracking.

Target, radar station, signal, tracking, interference, synthesis

LibreSDR: разработка и экспериментальная апробация встроенного программного обеспечения

**К.Е. РЮТИН,
Г.А. ФОКИН,**

*д-р техн. наук
(Санкт-Петербургский
государственный
университет
телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург)
grihafokin@gmail.com*

Рассмотрено разработанное встроенное программное обеспечение платформы программно-конфигурируемого радио LibreSDR. В результате исследования получено формализованное описание проекта встроенного программного обеспечения LibreSDR, а также решена задача калибровки опорного генератора высокочастотного трансивера с экспериментальной апробацией в условиях приема и декодирования сигнала операторской базовой станции мобильной радиосвязи.

LibreSDR, программно-конфигурируемое радио, LTE, встроенное программное обеспечение, экспериментальная апробация

Использование аппаратных средств программно-конфигурируемого радио (SDR – Software Defined Radio) [1] совместно с программными средствами модельно-ориентированного проектирования [2] эффективно в случае прототипирования систем связи и навигации [3–6]. Данное исследование является продолжением работы [6], в которой осуществлялась первичная экспериментальная апробация SDR-платформы LibreSDR. Исследование [6] проводилось с использованием встроенного программного обеспечения LibreSDR, которое поставляет производитель на карте памяти формата microSD в скомпилированном виде без предоставления проекта с исходным кодом, что существенно затрудняет разработку и апробацию собственных HDL-модулей на данной SDR-платформе. Поскольку на LibreSDR в качестве основного вычислительного модуля используется система на кристалле SoC Xilinx Zynq-7020, объединяющая на одной подложке два аппаратных процессорных ядра архитектуры ARM семейства Cortex A9 и программируемую логическую интегральную схему Artix-7, встроенное программное обеспечение LibreSDR представляет совокупность HDL-модулей на языке описания цифровых устройств Verilog и системного программного обеспечения на языках C/C++. Системное программное обеспечение реализовано на процессорных ядрах и включает операционную систему Linux, а также драйверы ведомых по отношению к SoC Xilinx Zynq-7020 устройств, в том числе драйвер взаимодействия с высокочастотным трансивером AD9363 платформы LibreSDR. Целью настоящего исследования является формализация и экспериментальная апробация самостоятельно разработанного встроенного программного обеспечения LibreSDR на основе задокументированных проектов с открытым исходным кодом и анализа электрической принципиальной схемы LibreSDR. Насколько известно, какое-либо формализованное описание встроенного программного обеспечения LibreSDR в настоящее время в открытых источниках отсутствует. В связи с относительной доступностью и широкой функциональностью данной SDR-платформы разработка и экспериментальная апробация встроенного программного обеспечения LibreSDR актуальна и востребована.

Структура проекта встроенного программного обеспечения LibreSDR включает следующие функциональные модули: загрузчик первого этапа FSBL, бинарный файл конфигурации программируемой логической интегральной схемы Bitstream, универсальный загрузчик второго этапа U-boot, дерево устройств, ядро операционной системы Linux, корневую файловую систему Rootfs. Для автоматизации сборки используется средство Buildroot.

FSBL конфигурирует программируемую логическую интегральную схему с помощью бинарного файла конфигурации Bitstream, а также инициализирует периферийные устройства процессорной системы (например, память DDR и Gigabit Ethernet) с помощью U-boot. Инициализация периферийных устройств в U-boot выполняется в соответствии со списком модулей в дереве устройств. Далее U-boot передает управление ядру Linux, которое, в свою очередь, монтирует корневую файловую систему Rootfs. Карта памяти формата microSD, на которую после сборки загружается встроенное программное обеспечение, поделена на два раздела с файловыми системами – fat32 и ext4. В файловой системе fat32 находятся FSBL, Bitstream, U-boot, дерево устройств и ядро Linux, а в файловой системе ext4 располага-

ется корневая файловая система Rootfs. В свою очередь, FSBL, Bitstream и U-boot располагаются в одном файле boot.bin, который является результатом сборки.

Структура проекта встроенного программного обеспечения LibreSDR приведена на рис. 1.



Рис. 1

Экспериментальная апробация разработанного встроенного программного обеспечения LibreSDR включала прием LibreSDR сигнала синуса на заданной несущей частоте в среде MATLAB, калибровку опорного генератора для устранения выявленного частотного сдвига на приеме, прием LibreSDR сигнала синуса на заданной несущей частоте в среде MATLAB после калибровки опорного генератора, прием LibreSDR сигнала стандарта LTE от операторской базовой станции (eNB – eNodeB) в самостоятельно разработанном прикладном программном обеспечении «Анализатор LTE».

В первом эксперименте синус передавался портативным векторным анализатором цепей LiteVNA-64 с функцией генерации синуса в диапазоне частот 0,05...6300 МГц. Для передачи синуса первый высокочастотный выход LiteVNA-64 подключался к первому приемному высокочастотному входу LibreSDR через аттенюатор с номинальным затуханием 40 дБ. Далее в графическом интерфейсе LiteVNA-64 вызывалась функция генерации синуса на несущей частоте $f_0 = 2606$ МГц.

Схема экспериментального стенда приема синуса в MATLAB представлена на рис 2.



Рис. 2

Затем в среде MATLAB через интерфейс с платформой LibreSDR, работающей на прием, выполнялась программа, включающая инициализацию системного объекта LibreSDR с заданием центральной частоты приема $f_c = 2605$ МГц, вызов функции приема LibreSDR IQ -отсчетов сигнала во времени; перевод принятых IQ -отсчетов сигнала из временной в частотную область с помощью выполнения быстрого преобразования Фурье, вывод спектра принятого сигнала в графическом окне. Таким образом, на спектре принятого сигнала ожидалась одна гармоника синуса, сдвинутая ровно на 1 МГц от центральной частоты приема.

На рис. 3 представлена блок-схема алгоритма программы приема синуса в MATLAB.



Рис. 3

На рис. 4 приведен спектр принятого сигнала синуса в MATLAB. Маркер M_1 – пик графика спектра – указывает на значения частоты $f = 1,049$ МГц и мощности $P = 68,605$ дБм принятого сигнала. В результате эксперимента было установлено, что на спектре принятого сигнала синуса в MATLAB был обнаружен дополнительный частотный сдвиг, равный $\Delta f_c = 0,049$ МГц. Данный сдвиг является критичным с точки зрения реализуемости приема более сложного по структуре сигнала OFDM, используемого в стандарте LTE.

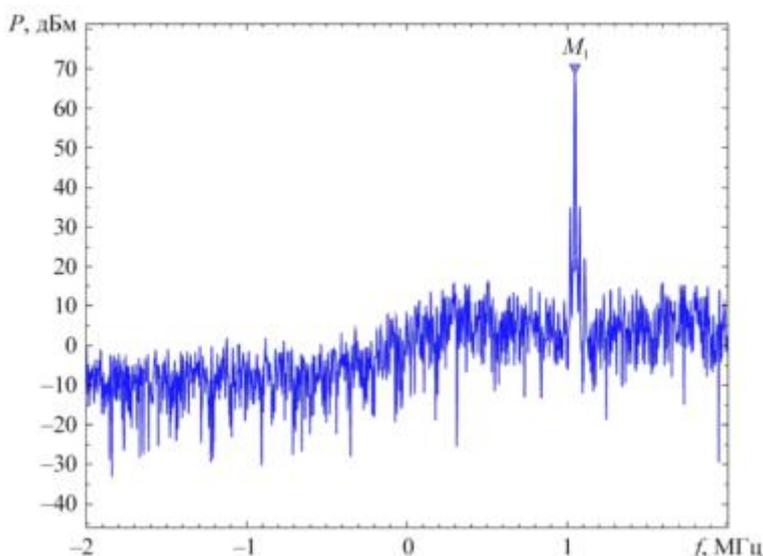


Рис. 4

Учитывая разнос поднесущих в OFDM-кадре сигнала стандарта LTE, равный $f_{sc} = 0,015$ МГц, корректно демодулировать и декодировать сигнал стандарта LTE, принятый от операторской eNB, не удастся без калибровки опорного генератора, тактирующего высокочастотный трансивер AD9363 на платформе LibreSDR.

Согласно результатам проведенного анализа принципиальной электрической схемы LibreSDR производитель данной SDR-платформы использует отдельный 8-битный цифроаналоговый преобразователь DAC5311IDCKR (Texas Instruments, USA), который предназначен для калибровки частоты термокомпенсированного кварцевого генератора, управляемого напряжением (VCTCXO – Voltage-Controlled Temperature Compensated Crystal Oscillator), который, в свою очередь, тактирует микросхему высокочастотного трансивера AD9363. Подключение опорного генератора Y_2 и цифроаналогового преобразователя U_{12} на принципиальной электрической схеме LibreSDR показано на рис. 5.

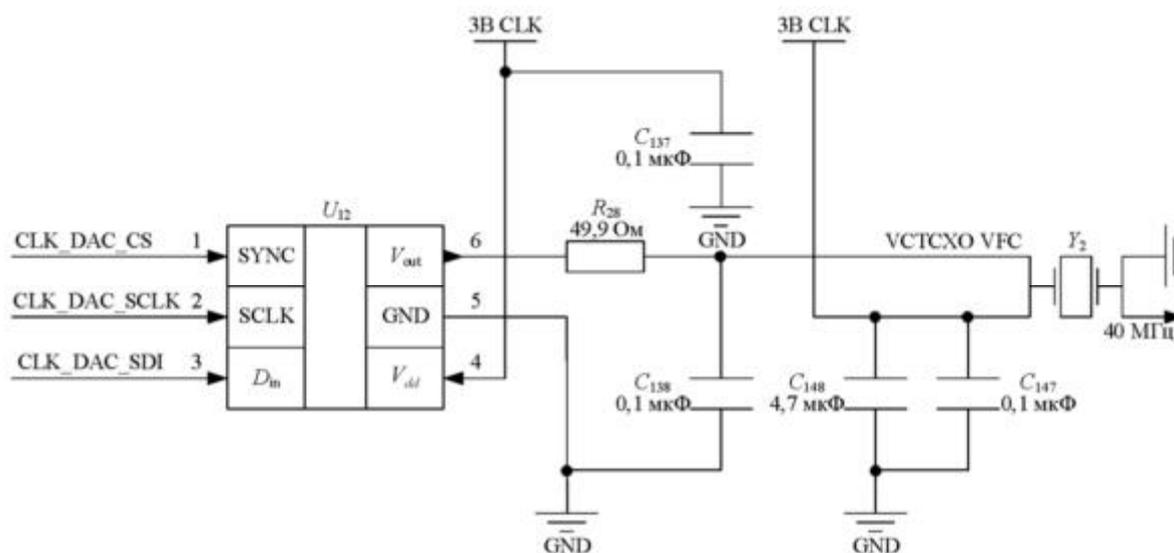


Рис. 5

Как видно на функциональной блок-схеме цифроаналогового преобразователя (рис. 6), микросхема DAC5311IDCKR имеет шесть выводов: 1) вывод для входного сигнала SYNC; 2) вывод для входного сигнала SCLK; 3) вывод для входного сигнала D_{in} ; 4) вывод для входного напряжения питания V_{dd} ; 5) вывод для опорной точки заземления GND; 6) вывод для выходного напряжения цифроаналогового преобразователя V_{out} , которое и является опорным напряжением генератора Y_2 (см. рис. 5).

Выводы SYNC, SCLK, D_{in} являются входами последовательного синхронного цифрового интерфейса SPI. Эти входы напрямую подключены к выводам SoC Xilinx Zynq-7020. Вывод SYNC – это управляющий вход с активным низким уровнем напряжения, он является сигналом кадровой синхронизации для входных данных. Вывод SCLK – это вход тактового сигнала с частотой следования тактовых импульсов до 50 МГц. Вывод D_{in} – это вход сигнала данных 16-битного сдвигового регистра цифроаналогового преобразователя. Когда напряжение управляющего сигнала SYNC переходит в активный низкий уровень, входной 16-битный сдвиговый регистр цифроаналогового преобразователя включается, и цифровая последовательность данных сигнала D_{in} передается в следующие логические элементы микросхемы цифроаналогового преобразователя DAC5311IDCKR (см. рис. 6) по спадающим фронтам тактовых импульсов сигнала SCLK. Затем 8-битное цифровое значение полезных данных из сдвигового регистра преобразуется в выходное напряжение цифроаналогового преобразователя V_{out} согласно выражению

$$V_{out} = V_{dd} \frac{D}{2^n},$$

где V_{dd} – входное напряжение питания микросхемы цифроаналогового преобразователя; n – разрядность цифровой последовательности полезных данных (для микросхемы DAC5311IDCKR $n = 8$); D – 8-битное цифровое значение полезных данных, переданное в сдвиговый регистр цифроаналогового преобразователя, в десятичном виде (в диапазоне 0...255). Временная диаграмма записи цифровой последовательности в сдвиговый регистр цифроаналогового преобразователя DAC5311IDCKR по интерфейсу SPI показана на рис. 7.

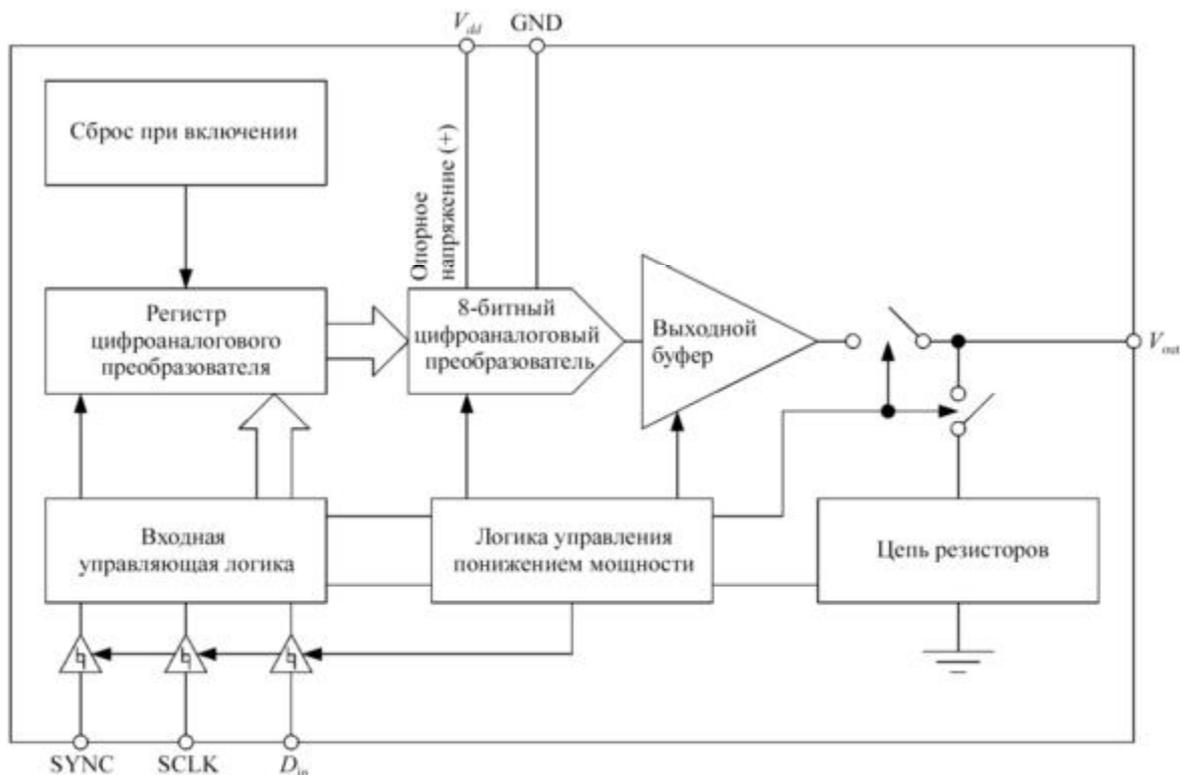


Рис. 6

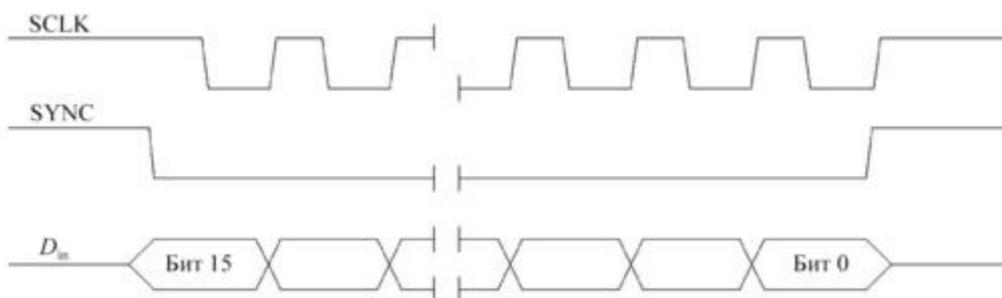


Рис. 7

Входной сдвиговый регистр цифроаналогового преобразователя имеет разрядность 16 бит. Первые два бита (PD_0 , PD_1) – это зарезервированные управляющие биты, которые устанавливают желаемый режим работы (нормальный режим или любой из трех режимов пониженного энергопотребления). После двух управляющих бит следуют 8 бит полезных данных D , за которыми следуют 6 незначащих бит X .

На рис. 8 приведено распределение бит во входном регистре цифроаналогового преобразователя.

DB_{15}	DB_{14}									DB_6	DB_5					DB_0
PD_1	PD_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	X	X	X	X	X	X	

Рис. 8

Таким образом, для калибровки частоты опорного генератора трансивера AD9363 необходимо добавить в HDL-часть разработанного проекта встроенного программного обеспечения LibreSDR новый HDL-модуль, описывающий ведущую (Master) часть последовательного цифрового интерфейса SPI. Данный модуль постоянно формирует сигналы SYNC, SCLK, D_{in} . Для этого необходимо знать, при отправке какой цифровой последовательности D_{in} и, соответственно, при каком выходном напряжении цифроаналогового преобразователя V_{out} частота опорного генератора составляет ровно 40 МГц (номинальная частота генератора Y_2 (см. рис. 5)). При экспериментальной апробации встроенного программного

обеспечения LibreSDR, поставляемого производителем без предоставления исходных кодов, не было обнаружено значительных частотных сдвигов на стороне приема [6]. В связи с этим при проведении первичной калибровки опорного генератора было решено воспроизвести сигналы на линиях интерфейса SPI, которые формирует встроенное программное обеспечение, поставляемое производителем. Для этого в LibreSDR была вставлена карта памяти формата microSD, которую предоставляет производитель, и были проанализированы сигналы SCLK и D_{in} интерфейса SPI на входе цифроаналогового преобразователя с помощью осциллографа Rigol DHO914S.

На рис. 9 приведена осциллограмма сигналов SCLK и D_{in} интерфейса SPI на входе цифроаналогового преобразователя. Здесь: 1 – сигнал SCLK; 2 – сигнал D_{in} .

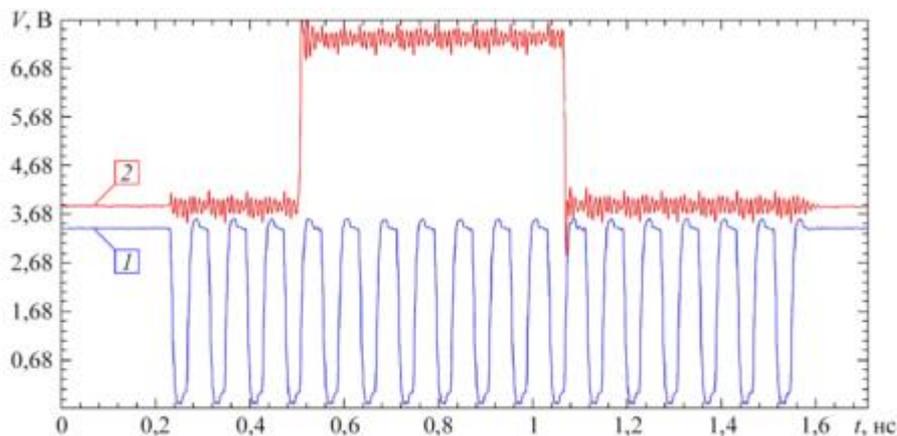


Рис. 9

Согласно расшифровке осциллограммы сигнала данных D_{in} (рис. 10) 8-битное цифровое значение полезных данных, передаваемое в сдвиговый регистр цифроаналогового преобразователя, в десятичном виде равно $D = 127$. Также значения двух старших бит сигнала D_{in} указывают на то, что цифроаналоговый преобразователь в данном случае работает в нормальном режиме энергопотребления.

DB_{15}	DB_{14}							DB_6	DB_5							DB_0
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	

Рис. 10

Для вычисления выходного напряжения цифроаналогового преобразователя V_{out} также следует знать входное напряжение цифроаналогового преобразователя V_{dd} , которое было измерено с помощью мультиметра UNI-T UT61E+. По результатам измерения, $V_{dd} = 2,79$ В. Это напряжение 3,3 В CLK (см. рис. 5) подается к цифроаналоговому преобразователю с выхода микросхемы TLV70033DDCR линейного стабилизатора напряжения питания 5 В. Таким образом, значение выходного напряжения цифроаналогового преобразователя V_{out} , В, равно

$$V_{out} = V_{dd} \frac{D}{2^n} = 2,79 \frac{127}{2^8} \approx 1,38.$$

Измеренное мультиметром значение выходного напряжения цифроаналогового преобразователя V_{out} примерно равно вычисленному значению 1,38. На основе описанного механизма калибровки частоты опорного генератора трансивера AD9363, реализованного во встроенном программном обеспечении, поставляемом производителем LibreSDR, в самостоятельно разработанный проект встроенного программного обеспечения был добавлен HDL-модуль, реализующий этот механизм, а также проведены эксперименты по приему синуса и приему сигнала стандарта LTE платформой LibreSDR после калибровки.

После калибровки частоты опорного генератора трансивера AD9363 при приеме синуса на LibreSDR использовался тот же алгоритм программы (см. рис. 3). Схема экспериментального стенда со-

ответствует схеме (см. рис. 2). На рис. 11 приведен спектр принятого сигнала синуса в MATLAB. Маркер M_1 – пик графика спектра – указывает на значения частоты $f = 0,99953$ МГц и мощности $P = 68,792$ дБм принятого сигнала. В результате очередного эксперимента на спектре принятого сигнала синуса наблюдается одна гармоника на частоте $f = 0,99953$ МГц, т. е. после калибровки опорного генератора трансивера AD9363 частотный сдвиг составил $\Delta f_c = 0,00047$ МГц вместо наблюдаемых ранее $\Delta f_c = 0,049$ МГц. Такой частотный сдвиг свидетельствует об успешной калибровке на аппаратном уровне, необходимой для корректного приема и демодуляции сигнала стандарта LTE. Однако в последующих исследованиях планируется произвести более точную калибровку опорного генератора, используя осциллограф и частотомер.

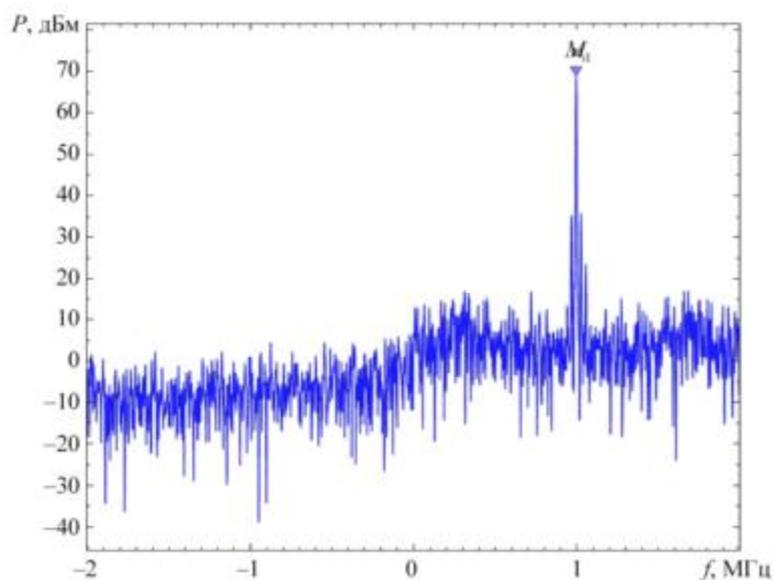


Рис. 11

Эксперимент с приемом сигнала стандарта LTE от операторской eNB выполнялся с использованием самостоятельно разработанного программного обеспечения «Анализатор LTE». Данное программное обеспечение предназначено для приема сигналов стандарта LTE из эфира с последующей кадровой синхронизацией, демодуляцией, отображением на частотно-временной ресурсной сетке, декодированием блоков служебной информации MIB, SIB1 и расчетом мощности каждого физического канала с целью решения задач контроля работоспособности сети связи стандарта LTE, оценки качества предоставляемых сервисов, оптимизации структуры и устранения неполадок в сетях связи общего пользования и технологических сетях. Из данной программы также можно формировать тестовые измерительные сигналы (Downlink или Uplink) стандарта LTE с последующей передачей их в эфир. Входные данные для формирования могут быть введены непосредственно пользователем вручную или считаны из логов и конфигурационных файлов.

Центральная частота ближайшей операторской eNB была определена с помощью мобильного приложения Netmonitor. Центральная частота сигнала стандарта LTE определяется абсолютным номером частотного канала EARFCN, который в данном случае равен 38100. Алгоритм перевода EARFCN в центральную частоту в мегагерцах описан в работе [6].

Корректность приема сигнала стандарта LTE от операторской eNB определялась по критерию соответствия физического идентификатора соты PCI в приложении Netmonitor. В данном случае PCI 469 равен идентификатору PCI, детектированному после приема LibreSDR сигнала стандарта LTE из эфира на известной центральной частоте.

Схема экспериментального стенда приема сигнала LTE в программном обеспечении «Анализатор LTE» представлена на рис. 12.

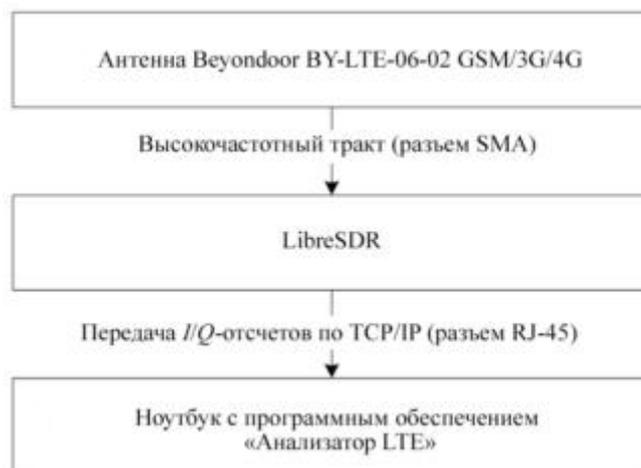


Рис. 12

В графическом пользовательском интерфейсе программного обеспечения «Анализатор LTE» был выбран трансивер LibreSDR и задана центральная частота приема 2605 МГц, которая соответствует EARFCN, равному 38100. После нажатия кнопки «Из эфира» платформой LibreSDR были захвачены *IQ*-отсчеты сигнала стандарта LTE от операторской eNB. Получив *IQ*-отсчеты, алгоритм программного обеспечения «Анализатор LTE» успешно произвел кадровую синхронизацию по первичным сигналам синхронизации PSS и вторичным сигналам синхронизации SSS, а также определил верный PCI, равный 469. После определения PCI была произведена демодуляция принятого OFDM-сигнала с построением частотно-временной ресурсной сетки, на которой отображены принятые OFDM-символы с цветовой маркировкой по физическим каналам стандарта LTE. Далее из демодулированного сигнала были извлечены и декодированы блоки служебной информации MIB и SIB1. Результаты проведенного эксперимента подтверждают корректность работы встроенного программного обеспечения платформы LibreSDR при приеме сложного по структуре OFDM-сигнала, который используется в стандарте LTE.

В результате проведенного исследования было успешно разработано, формализовано и экспериментально апробировано встроенное программное обеспечение платформы программно-конфигурируемого радио LibreSDR. Направлением следующих исследований и разработок является имплементация разработанных HDL-модулей позиционирования пользовательских устройств в сети мобильной связи стандарта LTE на аппаратную платформу LibreSDR. Для этого необходимо, кроме имплементации самих HDL-модулей для позиционирования в существующий проект встроенного программного обеспечения, реализовать HDL-модули приема и обработки сигналов временной и частотной синхронизации 1 PPS и 10 МГц для синхронизации нескольких макетов eNB, а также разработать программы верхнего уровня для инициализации передающей и приемной части на заданной центральной частоте. Кроме сетей наземной подвижной радиосвязи, рассмотренная в настоящей работе платформа программно-конфигурируемого радио LibreSDR может быть полезна исследователям и разработчикам в области оценки технического состояния радиолокационных станций мониторинга [7] и слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией [8].

Научная статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 в ЕГИСУ НИОКТР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фокин Г.А. и др. Модельно-ориентированное проектирование на основе SDR // Системы управления и информационные технологии. 2015. № 2 (60). С. 9–99.
2. Фокин Г.А., Буланов Д.В., Волгушев Д.Б. Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе ПКР // Вестник связи. 2015. № 6. С. 26–30.
3. Способ позиционирования в сетях связи с использованием технологии программно-конфигурируемого радио: пат. 2817862 Рос. Федерация, № 2023124018; заявл. 18.09.2023; опубл. 22.04.2024, Бюл. № 12.

4. Фокин Г.А., Рютин К.Е. Использование SDR-технологии для задач сетевого позиционирования: реализация канала передачи и приема навигационных данных // Экономика и качество систем связи. 2024. № 2 (32). С. 78–88.
5. Фокин Г.А., Рютин К.Е. Оценка и компенсация погрешности синхронизации базовых станций при позиционировании пользовательских устройств // Экономика и качество систем связи. 2024. № 3 (33). С. 87–96.
6. Фокин Г.А., Рютин К.Е. Экспериментальная апробация SDR-платформы LibreSDR // Материалы науч.-техн. конф. Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио. 2024. № 1 (79). С. 174–177.
7. Тимошенко А.В. и др. Алгоритм оценки технического состояния радиолокационных станций мониторинга на основе кластеризации многомерных неравномерных временных рядов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 4. С. 194–200.
8. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих А.П. Использование методов слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 175–183.

Поступила в редакцию 30.10.24

После доработки 10.11.24

Принята к публикации 10.11.24

LibreSDR: Development and Experimental Validation of Embedded Software

K.E. RYUTIN AND G.A. FOKIN

Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg

The paper considers the developed embedded software of the LibreSDR software-defined radio platform. As a result of the study, a formalized description of the LibreSDR embedded software project is obtained, and the problem of calibration of the reference oscillator of the high-frequency transceiver is solved with experimental validation under conditions of receiving and decoding the signal of the operator base station of mobile radio communication.

LibreSDR, software-defined radio, LTE, embedded software, experimental validation

О построении многоконтурной отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения

Проведен ретроспективный обзор методов проектирования линейных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения, использующих различные способы перехода от нелинейного импульсного преобразователя напряжения к линейной модели. Данные методы позволяют применять частотные критерии устойчивости, наиболее удобные и наглядные для инженерного анализа. Показана важность корректного определения (расчета и измерения) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения для определения устойчивого режима работы импульсного преобразователя напряжения, а также важность корректного определения (расчета и измерения) частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью.

Д.В. ШУШПАНОВ,
канд. техн. наук
(Санкт-Петербургский
государственный
университет
телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург)
dimasf@inbox.ru

Устойчивость, петлевое усиление, импульсный преобразователь напряжения, многоконтурная отрицательная обратная связь, управление по напряжению, управление по току

Современные импульсные преобразователи напряжения являются сложными нелинейными системами, так как для обеспечения требуемых характеристик (стабилизация выходного напряжения, величина перерегулирования по току и напряжению и т. д.) в них используется один или несколько контуров отрицательной обратной связи. Благодаря глубокой отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения, с одной стороны, получают большой коэффициент стабилизации выходного напряжения [1–5], что требуется для современной более требовательной аппаратуры [6–8], с другой стороны, возможна неустойчивая работа импульсного преобразователя напряжения – автоколебательный режим [1–5]. В связи с этим важной задачей при построении импульсного преобразователя напряжения является такое построение отрицательной обратной связи, чтобы импульсный преобразователь напряжения удовлетворял требуемым характеристикам и работал в устойчивом режиме. Решение этой задачи усложняется еще и тем, что такие импульсные преобразователи напряжения с отрицательной обратной связью по факту являются замкнутыми импульсными системами автоматического управления со значительной нелинейностью [9].

Существуют следующие методы проектирования различных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения.

1. Методы, основанные на каком-либо методе линеаризации (переход от нелинейного импульсного преобразователя напряжения к линейной модели), позволяющей использовать частотные критерии устойчивости [1, 10], наиболее удобные для инженерного анализа.

2. Методы, использующие теорию нелинейных систем, теорию бифуркации и хаоса, т. е. методы нелинейной динамики.

Практическое преимущество первого подхода [2–5, 11–15] в том, что он позволяет определить не только устойчивость/неустойчивость импульсного преобразователя напряжения, но и определить запасы устойчивости по амплитуде и фазе и, следовательно, требования к необходимому звену коррекции [4, 5, 16]. Однако у данного метода имеются ограничения, которые существенно влияют на область его применения, – корректность перехода от нелинейной модели импульсного преобразователя напряжения к линейной модели импульсного преобразователя напряжения, т. е. вопрос корректности использования линейной модели импульсного преобразователя напряжения.

В то же время у второго подхода [17–22] данного ограничения не наблюдается, поскольку он базируется на методах нелинейной динамики. Кроме того, преимущество второго подхода – проектирование нелинейного контура цифровой отрицательной обратной связи [22]. Однако главным ограничением второго подхода является выбор динамического режима импульсного преобразователя напряжения при за-

данных параметрах. В нем не используется понятие устойчивости нелинейной системы, а рассматривается множество возможных динамических режимов нелинейной системы. Из-за использования более сложного математического аппарата вкупе с отсутствием наглядного частотного критерия (как в линейных системах) данный подход проектирования контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения значительно менее распространен в инженерной практике.

Целью данной статьи является ретроспективный обзор методов проектирования линейных контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения, использующих первый подход, так как обеспечивается большая наглядность по сравнению со вторым подходом при проектировании различных линейных контуров отрицательной обратной связи импульсного преобразователя напряжения.

Управление по напряжению, или одноконтурная отрицательная обратная связь

Рассмотрим вопрос устойчивости импульсного преобразователя напряжения с одним контуром отрицательной обратной связи по выходному напряжению, или импульсного преобразователя напряжения с управлением по напряжению [4, 11, 23]. Преобразователь состоит из двух элементов – силовой части и отрицательной обратной связи (рис. 1).

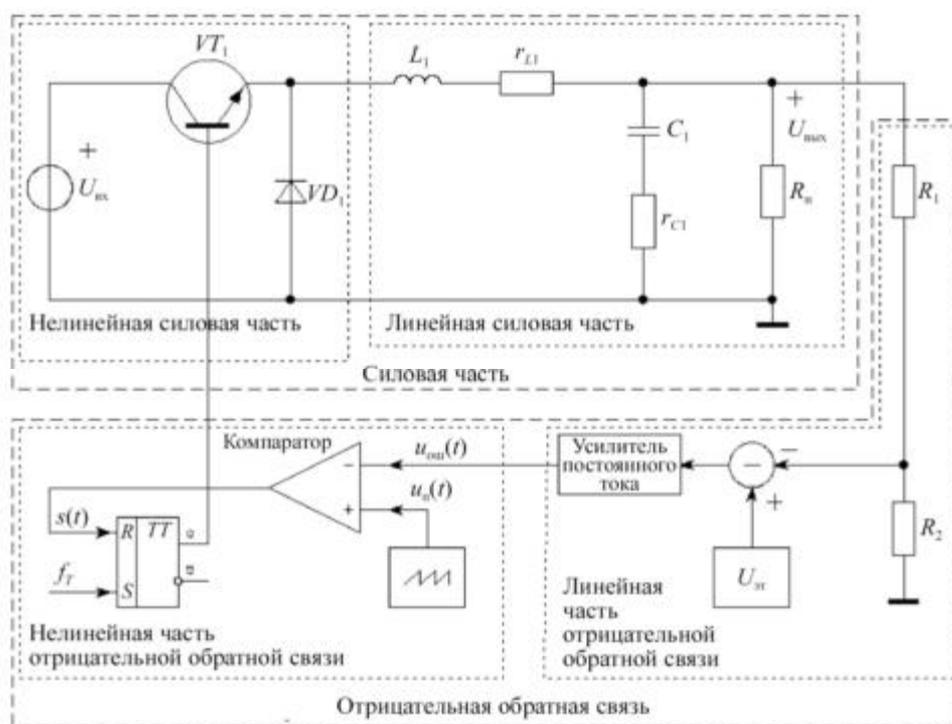


Рис. 1. Импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению на примере преобразователя понижающего типа

На рис. 1 приведен преобразователь понижающего типа как пример силовой части импульсного преобразователя напряжения. В качестве силовой части импульсного преобразователя напряжения может быть использована любая другая структура (повышающий, инвертирующий, мостовой и другие преобразователи) [14, 24, 25]. Силовую часть любого импульсного преобразователя напряжения можно условно подразделить на нелинейную (содержащую нелинейные элементы – диоды и транзисторы) и линейную (содержащую только линейные элементы) части. В зависимости от сложности структуры силовой части импульсного преобразователя напряжения этих линейных и нелинейных составляющих силовой части преобразователя может быть несколько. В данном примере (преобразователь понижающего типа) силовая часть импульсного преобразователя напряжения содержит одну нелинейную и одну линейную части (см. рис. 1).

Отрицательную обратную связь импульсного преобразователя напряжения можно представить в виде двух составляющих – линейной части, которая усиливает разницу между эталонным и выходным напряжением (сигнал ошибки) с помощью усилителя постоянного тока, устанавливая коэффициент стабилизации выходного напряжения, и ШИМ-модулятора, преобразующего изменение сигнала ошибки в изменение длительности прямоугольных импульсов, что показано на рис. 2, где T – период переключения. ШИМ-модулятором является компаратор (см. рис. 1), сравнивающий сигнал ошибки $u_{\text{ош}}(t)$ с линейно нарастающим пилообразным напряжением $u_{\text{п}}(t)$. Для обеспечения только одного переключения за период в ШИМ-модулятор добавлен RS -триггер (см. рис. 1).

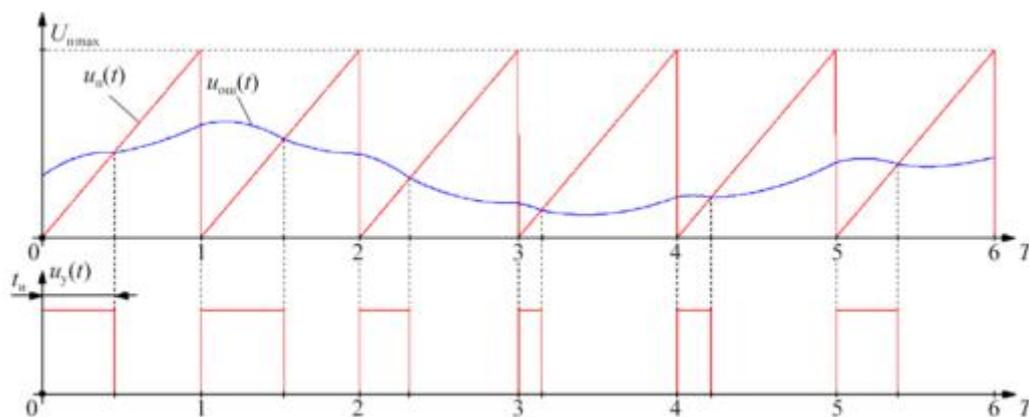


Рис. 2. Временные диаграммы работы ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с управлением по напряжению

Самый распространенный вариант получения линейной модели импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 1) – использование метода усреднения и линеаризации [2, 11, 13, 26, 27]. Используя метод усреднения и линеаризации, получают петлевое усиление линейной модели импульсного преобразователя напряжения, по которой определяют устойчивость импульсного преобразователя напряжения и создают необходимые звенья коррекции в цепи отрицательной обратной связи. Однако данный метод определения устойчивости импульсного преобразователя напряжения имеет существенный недостаток: полученная линейная модель импульсного преобразователя напряжения может быть устойчивой, но при этом временные диаграммы токов и напряжения импульсного преобразователя напряжения демонстрируют неустойчивый режим работы импульсного преобразователя напряжения [28].

При последующем развитии метода усреднения и линеаризации и использовании других вариантов построения линейной модели импульсного преобразователя напряжения [14, 23, 29, 30] также не всегда корректно определялось состояние (устойчиво работает или нет) импульсного преобразователя напряжения, так как ни в одном методе не была оценена его погрешность и границы применения. Так, в работах [14, 31] было описано два метода измерения петлевого усиления в импульсной модели импульсного преобразователя напряжения – метод разомкнутого контура и метод замкнутого контура. Было показано [14, 31], что только с помощью петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, измеренного методом замкнутого контура, можно спрогнозировать неустойчивый режим работы импульсного преобразователя напряжения. В дальнейшем данный метод измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения применялся без использования линейной модели [2–5].

Для рассмотрения методов определения (расчета или измерения) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения представим импульсный преобразователь напряжения (см. рис. 1) в виде некоторой линейной модели (рис. 3, а). В ней линейная силовая часть (см. рис. 1) представлена в виде четырехполюсника с комплексной передаточной функцией $H_{\text{ф}}(j\omega)$ (см. рис. 3, а), а линейная часть отрицательной обратной связи (см. рис. 1) – в виде линейного четырехполюсника с комплексной передаточной функцией $H_{\text{н}}(j\omega)$ (см. рис. 3, а). Нелинейные силовые части и нелинейная часть отрицательной обратной связи представлены в виде линеаризованных четырехполюсников. Данные четырехполюсники

с комплексными передаточными функциями $H_{\text{кл}}(j\omega)$ и $H_{\text{ШИМ}}(j\omega)$ выделены на рис. 3, а штриховкой. В этом случае петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = \frac{H_{\text{кл}}(j\omega)H_{\text{ШИМ}}(j\omega)H_{\text{ф}}(j\omega)H_{\text{л}}(j\omega)}{1 + Z_{\text{вых}}^{\Phi}(j\omega)/Z_{\text{вх}}^{\text{л}}(j\omega)}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{вых}}^{\Phi}(j\omega)$ – выходное сопротивление линейной силовой части; $Z_{\text{вх}}^{\text{л}}(j\omega)$ – входное сопротивление линейной части отрицательной обратной связи. Данные комплексные сопротивления в выражении (1) возникают из-за того, что линейная силовая часть и линейная часть отрицательной обратной связи могут быть не развязаны в некоторой области частот [5].

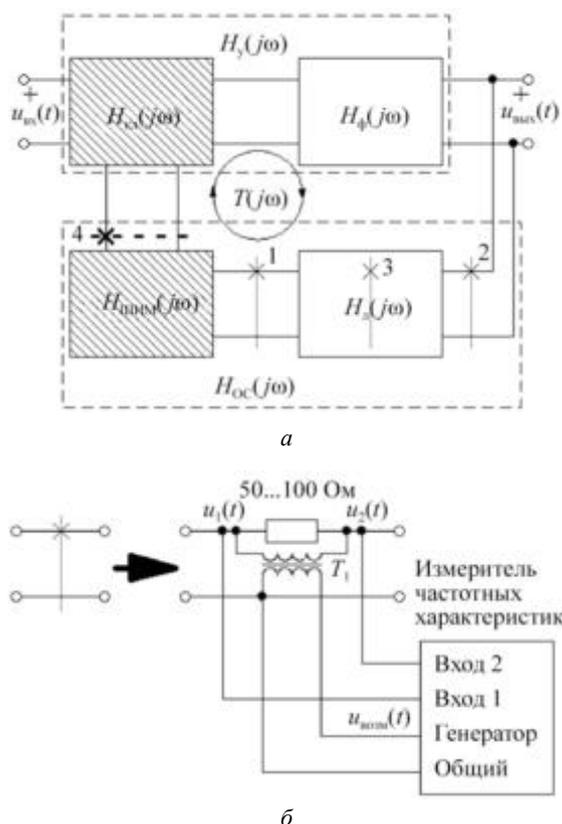


Рис. 3. Варианты инъекции сигнала возмущения для определения петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению (а) и способ введения сигнала возмущения (б)

Выбирая точку введения возмущения в цепи отрицательной обратной связи (рис. 3, а, сечения 1–4), вводим возмущение в цепь отрицательной обратной связи (рис. 3, б), не разрывая ее [2–5, 14]. Величина возмущения выбирается таким образом, чтобы все процессы, протекающие в преобразователе, не менялись [2–5, 14]. Так как сигналы на входе $u_1(t)$ и выходе $u_2(t)$ по отношению к источнику возмущения (см. рис. 3, б) имеют сложный спектр, то из данного спектра выделяется только основная гармоника на частоте возмущения. Меняя частоту возмущения, определяем частотную зависимость комплексного петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Это в автоматическом режиме осуществляет импульсный измеритель частотных характеристик (см. рис. 3, б). Таким образом, используется классический метод гармонической линеаризации, но применительно к реальным процессам, протекающим в замкнутой нелинейной импульсной системе без каких-либо ее упрощений и изменений [2–5, 14].

За рубежом данный метод измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения широко используется при разработке и проверке импульсного преобразователя напряжения, а измерители частотных характеристик выпускаются с конца 1980-х гг. производителями разных стран [5]. Российская промышленность такие измерители не выпускает.

В 2005 г. Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург) был создан измеритель частотных характеристик, сопоставимый с лучшими зарубежными аналогами [32, 33].

В 2011–2012 гг. в ОАО «НИИВК им. М.А. Карцева» (Москва) совместно с Санкт-Петербургским государственным университетом телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург) был создан измерительный комплекс для тестирования импульсного преобразователя напряжения, измеряющий в автоматическом режиме основные параметры, регламентированные стандартами, и набор характеристик импульсного преобразователя напряжения для оценки запасов устойчивости, качества проектирования петли обратной связи и проверки возможности устойчивой работы к комплексной активной нагрузке и устойчивости агрегатированных систем электропитания [34].

Для расчета петлевого усиления импульсной модели импульсного преобразователя напряжения в данной статье используется программа FASTMEAN [3, 35], в которой реализован модуль автоматического расчета частотных характеристик через временные. В работе [5] показан расчет петлевого усиления импульсной модели импульсного преобразователя напряжения в других программах моделирования (Micro-CAP, LTSpice, SimOne).

Главный вопрос, возникающий при измерении или расчете петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения методом замкнутого контура, – это выбор сечения, в которое вводятся возмущения (см. рис. 3, а). С помощью теории четырехполюсников в работе [5] были описаны различные методики расчета и измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения введением источника возмущения в различные сечения отрицательной обратной связи (см. рис. 3, а).

Наилучшая точка для введения возмущения – на входе ШИМ-модулятора (рис. 3, а, сечение 1), так как в сечении 1 последующий блок (ШИМ-модулятор) развязан от предыдущего (линейная часть отрицательной обратной связи), или, другими словами, это сечение удовлетворяет требованиям по входному и выходному сопротивлениям [5, 14]. В этом случае отношение комплексных значений напряжений (см. рис. 3, б) будет определять петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, т. е.

$$T(j\omega) = \frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}. \quad (2)$$

В случае сечения 2 (см. рис. 3, а) [4, 36, 37] петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = \frac{\frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)}}}. \quad (3)$$

При $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\Pi}(j\omega)|$ выражение (3) становится выражением (2). В большинстве случаев это условие выполняется, и сечение 2 введения возмущения становится идентичным сечению 1. Однако в некоторых случаях построения отрицательной обратной связи это условие на всей области частот может не выполняться. В связи с этим при выборе сечения 2 в качестве точки введения возмущения необходимо всегда проверять данное условие (хотя бы в качестве оценки).

В общем виде при измерении петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения введение сигнала возмущения (рис. 3, а, сечение 3) разделяет линейную часть отрицательной обратной связи на две цепи, т. е. разделяет четырехполюсник $H_{\text{л}}$ (см. рис. 3) на два четырехполюсника $H_{\text{л1}}$ и $H_{\text{л2}}$ [5], и петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения в этом случае [5]:

$$T(j\omega) = \frac{\frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Pi1}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi2}(j\omega)}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{\Phi-\Pi1}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{\Pi2}(j\omega)}}}, \quad (4)$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{л1}}(j\omega)$ – выходное сопротивление четырехполюсника $H_{\text{л1}}$; $Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)$ – входное сопротивление четырехполюсника $H_{\text{л2}}$; $Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ф-л1}}(j\omega)$ – выходное сопротивление каскадно-соединенного четырехполюсника $H_{\text{ф}}$ с четырехполюсником $H_{\text{л1}}$.

Из выражения (4) следует, что напрямую измерить петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, т. е. по формуле (2), можно только при выполнении условий $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{ф-л1}}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)|$, $|Z_{\text{ВЫХ}}^{\text{л1}}(j\omega)| \ll |Z_{\text{ВХ}}^{\text{л2}}(j\omega)|$. Эти условия аналогичны условиям [14, 37], но в выражениях (3), (4) учитывается потенциальная возможность того, что линейная часть силовой части и линейная часть отрицательной обратной связи не развязаны (см. рис. 1), в отличие от работ [3, 14, 31]. В связи с этим при выводе выражения (4) для учета того, что четырехполюсники могут быть не развязаны, в работе [5] использовалась теория четырехполюсников, а не теория автоматического управления.

Кроме описанных точек введения возмущения в линейной части отрицательной обратной связи подмешивают возмущение к последовательности прямоугольных импульсов на выходе ШИМ-модулятора (рис. 3, а, сечение 4) [38, 39]. Данный подход усложняет определение петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с технической точки зрения и с точки зрения метрологии (сложнее контролировать погрешность измерения в высокочастотной области) [38]. Ввиду изложенного и ввода возмущения в нелинейную часть импульсного преобразователя напряжения данное место ввода возмущения не представляет большого практического интереса.

Кроме трансформаторного способа введения возмущения в цепь отрицательной обратной связи (см. рис. 3, б) в работе [5] были также описаны способы введения возмущения без трансформатора, с помощью операционного усилителя (рис. 4), который обычно используется как усилитель ошибки (рис. 4, а) или компаратор (рис. 4, б) в цепи отрицательной обратной связи.

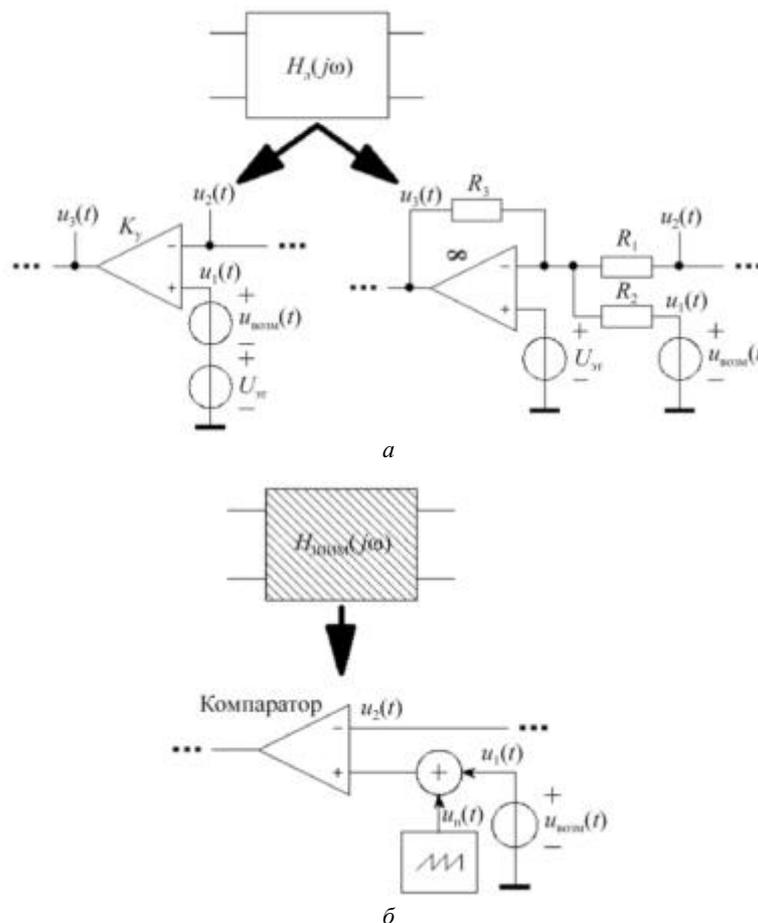


Рис. 4. Варианты бестрансформаторной инжекции сигнала возмущения для определения петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с одноконтурной отрицательной обратной связью

В случае операционного усилителя с конечным коэффициентом усиления K_y (см. рис. 4, *a*) петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения [5]:

$$T(j\omega) = K_y \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_3} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}. \quad (5)$$

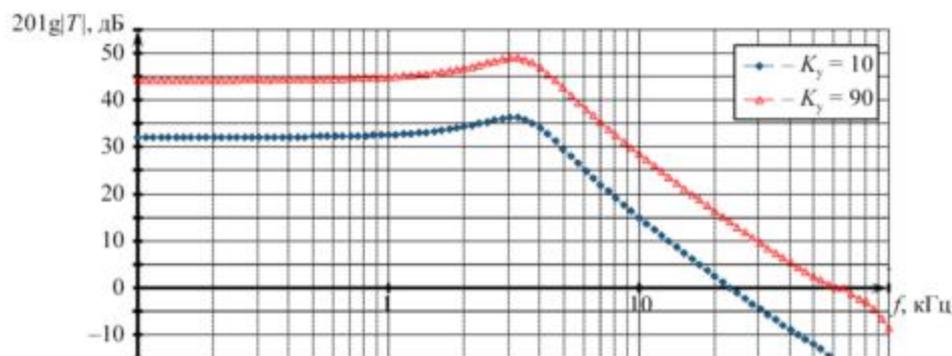
Похожий метод введения возмущения без использования трансформатора был представлен в работе [39], но он в дальнейшем не использовался, возмущение вводили на выходе ШИМ-модулятора.

В случае операционного усилителя с бесконечным коэффициентом усиления (см. рис. 4, *a*) петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения при условии $R_1 = R_2$ [5]:

$$T(j\omega) = \frac{R_3}{R_1} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_3} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 + \dot{U}_2}. \quad (6)$$

Кроме того, источник возмущения можно добавить к пилообразному напряжению (см. рис. 4, *б*). Петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения в этом случае определяется выражением (5) [5]. Данная схема введения возмущения (см. рис. 4, *б*) позволяет точнее (по сравнению с описанными методами, использующими трансформатор) выделить амплитуду полезного сигнала по сравнению с классической схемой (рис. 3, *a*, сечение 1), особенно в высокочастотной области и на границе возбуждения, но возникают дополнительные требования к ШИМ-модулятору [5].

На рис. 5, *a, б* приведены частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения ($L_1 = 50$ мкГн; $C_1 = 40$ мкФ; $r_{L1} = 50$ мОм; $r_{C1} = 5$ мОм; $U_{вх} = 160$ В; $U_{вых} = 48$ В; $R_n = 1,92$ Ом; $\alpha = 0,5$; $U_{от} = 24$ В; $U_{п} = 18$ В; $f_T = 132$ кГц) с различным коэффициентом усиления усилителя постоянного тока в цепи отрицательной обратной связи: $K_y = 10$ и $K_y = 90$. Данные частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения построены методом замкнутого контура с использованием импульсной модели импульсного преобразователя напряжения [5]. При $K_y = 10$ существует запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 20^\circ$. При увеличении K_y до 90° запас устойчивости по фазе уменьшается до 1° . Согласно временным диаграммам тока дросселя $i_{L1}(t)$ и выходного напряжения $u_{вых}(t)$ импульсный преобразователь напряжения еще сохраняет устойчивый режим работы (рис. 5, *в*). При дальнейшем увеличении коэффициента усиления ($K_y = 95$) возникает автоколебательный режим на второй субгармонике (66 кГц), как показано на рис. 5, *г*. Все это говорит о корректности определения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения: благодаря его частотным характеристикам можно спрогнозировать частоту возможного автоколебательного режима импульсного преобразователя напряжения.



a

Рис. 5. Логарифмическая амплитудно-частотная (*a*) и фазочастотная (*б*) характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения при различных значениях коэффициента усиления усилителя постоянного тока ($K_y = 10$; $K_y = 90$) и временные диаграммы тока дросселя $i_{L1}(t)$ и выходного напряжения $u_{вых}(t)$ импульсного преобразователя напряжения с $K_y = 90$ (граница устойчивости) (*в*) и $K_y = 95$ (неустойчивый режим) (*г*) (Начало)

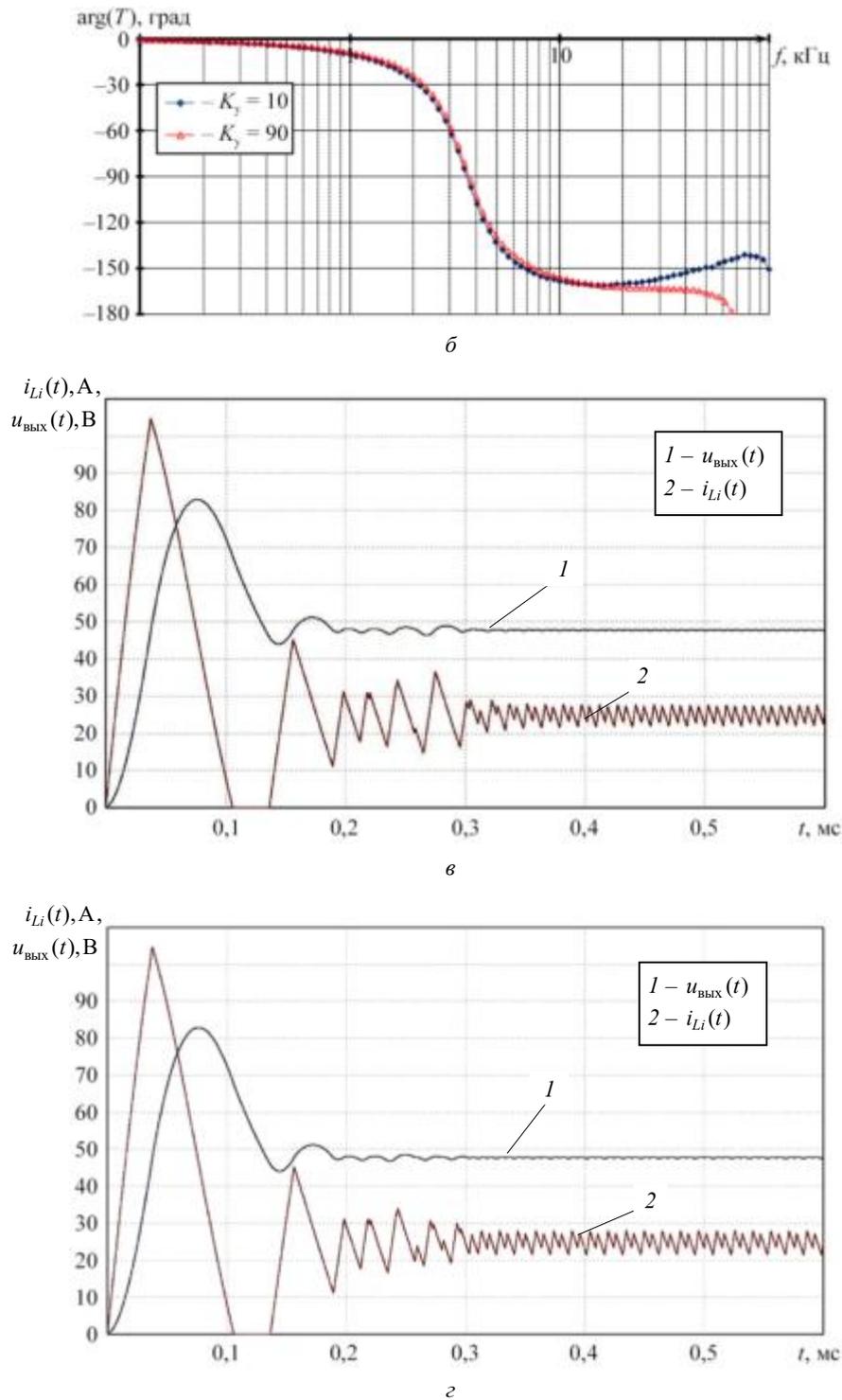


Рис. 5. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения при различных значениях коэффициента усиления усилителя постоянного тока ($K_y = 10$; $K_y = 90$) и временные диаграммы тока дросселя $i_{Li}(t)$ и выходного напряжения $u_{вых}(t)$ импульсного преобразователя напряжения с $K_y = 90$ (граница устойчивости) (в) и $K_y = 95$ (неустойчивый режим) (з) (Окончание)

Таким образом, используя описанные методы, можно корректно определить петлевое усиление импульсной модели импульсного преобразователя напряжения, а значит, и глубину отрицательной обратной связи, запасы устойчивости по амплитуде и фазе. Зная петлевое усиление данного импульсного преобразователя напряжения, возможно сделать звено коррекции в цепи отрицательной обратной связи преобразователя. В случае если линейная часть отрицательной обратной связи строится не с помощью операционного усилителя, то расчет цепи коррекции лишь немного изменится [16].

Управление по току, или двухконтурная отрицательная обратная связь

Для улучшения динамических характеристик импульсного преобразователя напряжения обычно недостаточно использования дифференцирующих звеньев коррекции в цепи отрицательной обратной связи. Для этого чаще всего вводят в цепь отрицательной обратной связи дополнительный контур по току дросселя (рис. 6). Такой подход в управлении преобразователем называется управлением по току [4, 11, 23, 40, 41], так как вместо источника пилообразного напряжения, используемого в управлении по напряжению (см. рис. 1), используется ток дросселя пилообразной формы (рис. 7). Также может использоваться дополнительное пилообразное напряжение, но чаще всего в качестве так называемой компенсации наклона характеристики пилообразного тока для устранения неустойчивого режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току [4, 11, 23, 40, 41].

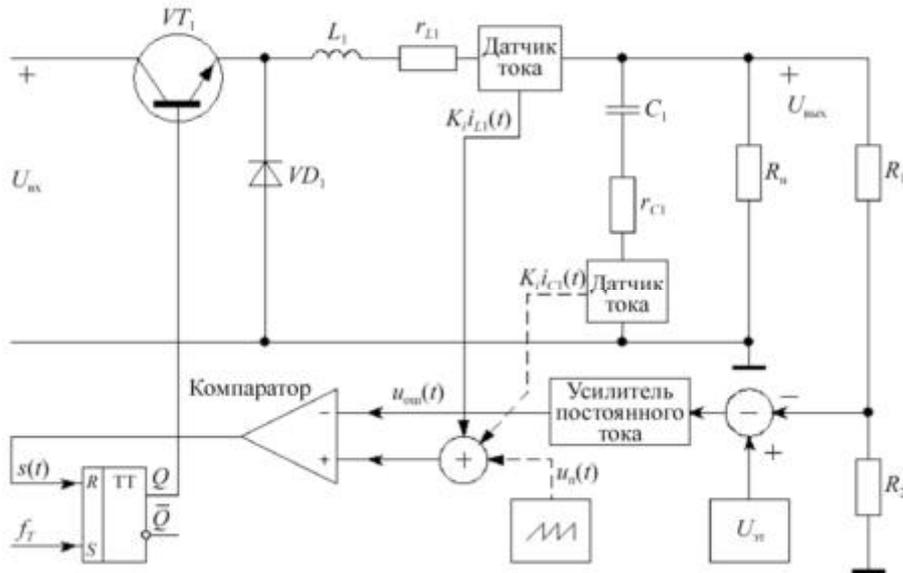


Рис. 6. Импульсный преобразователь напряжения с управлением по току на примере преобразователя понижающего типа

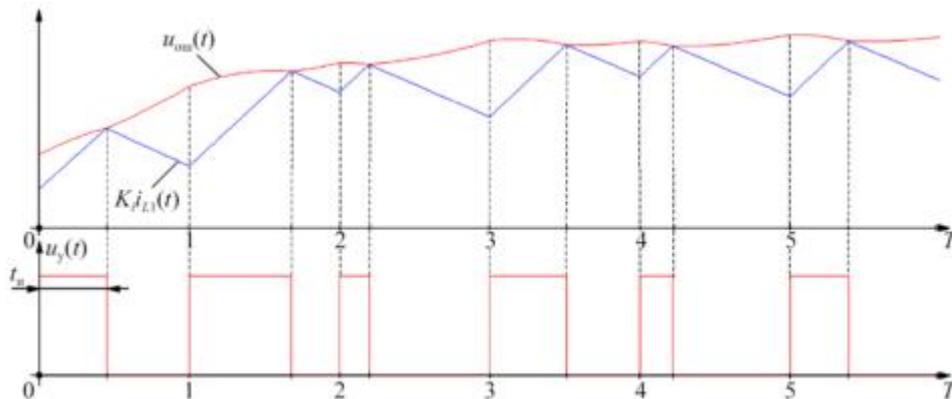


Рис. 7. Временные диаграммы работы ШИМ-модулятора в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току

В импульсном преобразователе напряжения с управлением по току может быть только один контур отрицательной обратной связи по току дросселя, а контур по выходному напряжению отсутствовать [42], или могут присутствовать два контура по выходному напряжению [43]. Кроме того, вместо тока дросселя в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току может быть ток конденсатора (обозначено пунктиром на рис. 6) [44, 45].

Таким образом, управление по току – это использование пилообразного тока дросселя [4, 11, 23, 40, 41, 43] или конденсатора [44, 45] в качестве пилообразного напряжения в ШИМ-модуляторе.

Однако, кроме этого, существуют также импульсные преобразователи напряжения с управлением по току, в которых вводится дополнительный контур по среднему значению тока дросселя [42, 46–49], и используется источник пилообразного напряжения в ШИМ-модуляторе, как в импульсном преобразователе напряжения с управлением по напряжению. Такой преобразователь работает подобно импульсному преобразователю напряжения с управлением по напряжению (см. рис. 2), но называется импульсным преобразователем напряжения с управлением по току. Кроме того, дополнительно с контуром по среднему значению тока дросселя может также использоваться контур по пиковому значению тока дросселя [50].

Таким образом, возник вопрос определения термина «управление по току»: использование ли это пилообразного тока вместо или в дополнение к источнику пилообразного напряжения, или это использование контура отрицательной обратной связи по току (дросселя и/или конденсатора).

В случае использования первого определения возникает противоречие в терминологии с контуром по среднему значению тока дросселя. При использовании второго определения нет необходимости выделения различных импульсных преобразователей напряжения с управлением по току в отдельный класс, поскольку методики их расчета не имеют принципиальных отличий, как и не отличаются они от методики расчета преобразователя с управлением по напряжению.

Внутренний и внешний контуры петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения

В статье [51] была предложена линейная модель импульсного преобразователя напряжения с управлением по току. В дальнейшем предлагались другие линейные модели импульсного преобразователя напряжения с управлением по току [4, 23, 41, 47, 51–58]. В статье [51] объяснялась причина возникновения автоколебательного режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току через разницу наклона пилообразного тока дросселя при заряде и разряде. Благодаря этому стали отдельно рассматривать классы преобразователей с управлением по напряжению и управлению по току, так как в преобразователе с управлением по напряжению причина автоколебательного режима такая же, как и в любой цепи с отрицательной обратной связью.

Одна из первых работ, в которой была сделана попытка объяснить причину автоколебательного режима в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току через петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения (как в классической задаче определения устойчивости), – это статья [38], где представлен преобразователь напряжения с управлением по току в виде блок-диаграммы (рис. 8, *a*). Силовую часть импульсного преобразователя напряжения представили в виде блоков $G_0 - G_3$ со своей передаточной функцией (указана внутри каждого блока на рис. 8, *a*), а отрицательная обратная связь представлена в виде трех блоков: H_1 определяет передаточную функцию линейной части отрицательной обратной связи, связанной с выходным напряжением, H_2 – передаточную функцию линейной части отрицательной обратной связи, связанной с током дросселя, F_m – передаточную функцию ШИМ-модулятора. Обозначения на рис. 8 приведены те же, что и в статье [38].

Тогда согласно рис. 8 в данном преобразователе возможно определить три различных контура петлевого усиления [38]:

$$T_1(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega); \quad (7)$$

$$T_2(j\omega) = T_U(j\omega)/(1 + T_I(j\omega)); \quad (8)$$

$$T_3(j\omega) = T_I(j\omega)/(1 + T_U(j\omega)); \quad (9)$$

где

$$T_U(j\omega) = G_I(j\omega)H_1(j\omega)F_m(j\omega); \quad (10)$$

$$T_I(j\omega) = G_2(j\omega)H_2(j\omega)F_m(j\omega). \quad (11)$$

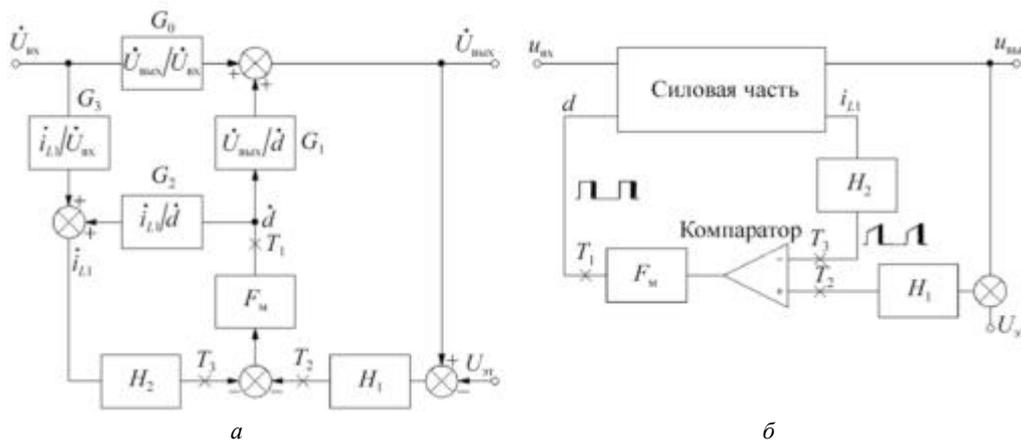


Рис. 8. Блок-диаграмма (а) и упрощенная блок-диаграмма (б) импульсного преобразователя напряжения с управлением по току

Для определения петлевого усиления каждого контура импульсного преобразователя напряжения необходимо внести источник возмущения в каждую из трех точек (см. рис. 8), определить два комплексных значения напряжения (как в случае одноконтурной отрицательной обратной связи (см. рис. 3, б) и найти петлевое усиление по формуле (2) [38]. Контур T_1 , T_2 , T_3 в статье [38] еще не имели наименований.

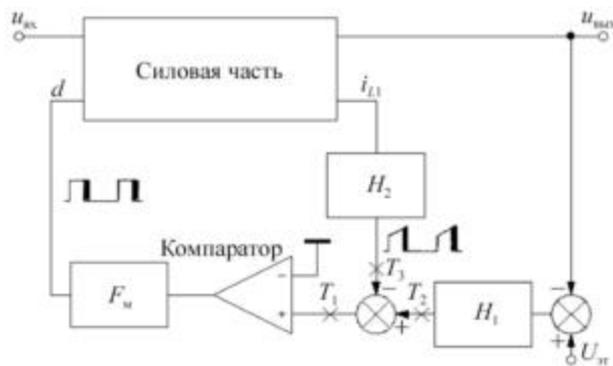
В работе [38] было показано, что устойчивость всего импульсного преобразователя напряжения определяет только частотные характеристики контура петлевого усиления T_1 . Контур петлевого усиления T_1 можно определить только после компаратора (см. рис. 8), поэтому было предложено [38] сделать цифровой модулятор, преобразующий сигнал возмущения в последовательность прямоугольных импульсов и складывающий ее с сигналом ШИМ-модулятора.

В дальнейшем в работе [58] принято, что T_U – это контур по напряжению, T_I – контур по току, и их частотные характеристики необходимо знать для корректного проектирования суммарного петлевого усиления T_1 . Частотные характеристики этих контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения приводятся в статье [58], но неясно, как они получены (скорее всего, посчитаны в линейной модели преобразователя). Далее в статье [58] сделана попытка связать устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току через другие его характеристики – общую передаточную функцию импульсного преобразователя напряжения и выходное сопротивление импульсного преобразователя напряжения. В итоге рассматривается только суммарный контур T_1 , T_2 – внешний контур по напряжению.

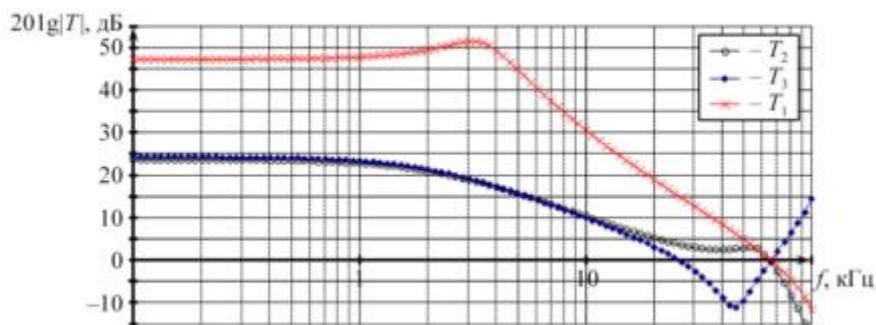
Найти петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения по суммарному контуру T_1 можно, не используя цифровой модулятор. Для этого необходимо сложить контур по выходному напряжению и контур по току до компаратора (рис. 9, а), как было сделано в работах [59, 60]. Однако такой подход в последующих работах не применялся.

На рис. 9, б, в приведены частотные характеристики петлевого усиления различных контуров T_1 , T_2 , T_3 импульсного преобразователя напряжения с управлением по току дросселя (см. рис. 6), измеренные согласно блок-диаграмме (см. рис. 9, а): $L_1 = 50$ мкГн; $C_1 = 40$ мкФ; $r_{L1} = 50$ мОм; $r_{C1} = 50$ мОм; $U_{вх} = 160$ В; $U_{вых} = 48$ В; $R_n = 1,92$ Ом; $\alpha = 0,5$; $U_{ст} = 24$ В; $U_n = 18$ В; $f_T = 132$ кГц; $K_y = 60$; $K_i = 3,536$.

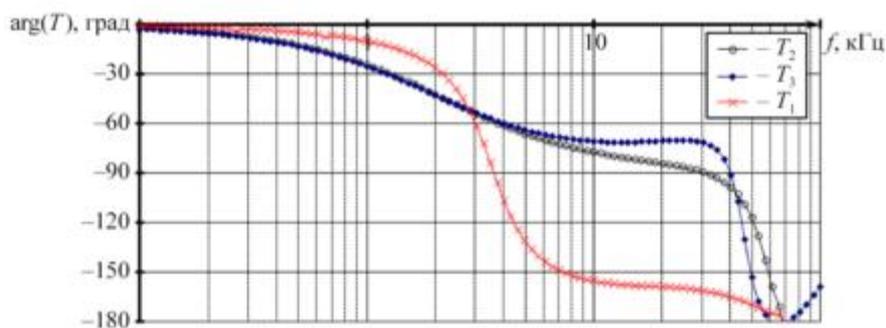
Импульсный преобразователь напряжения находится на границе устойчивого режима (рис. 10, а, б). При дальнейшем увеличении коэффициента усиления в контуре отрицательной обратной связи по выходному напряжению ($K_y = 62$) импульсный преобразователь напряжения переходит в автоколебательный режим (рис. 10, в, г). Как видно из рис. 9, б, в и рис. 10, границу устойчивого режима импульсного преобразователя напряжения с управлением по току хорошо определяют частотные характеристики суммарного контура T_1 петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, как было указано в работе [38].



а

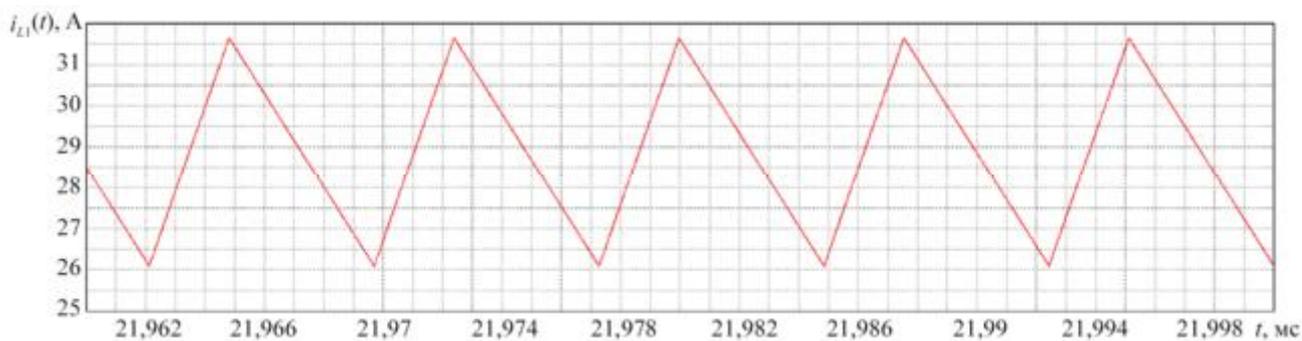


б



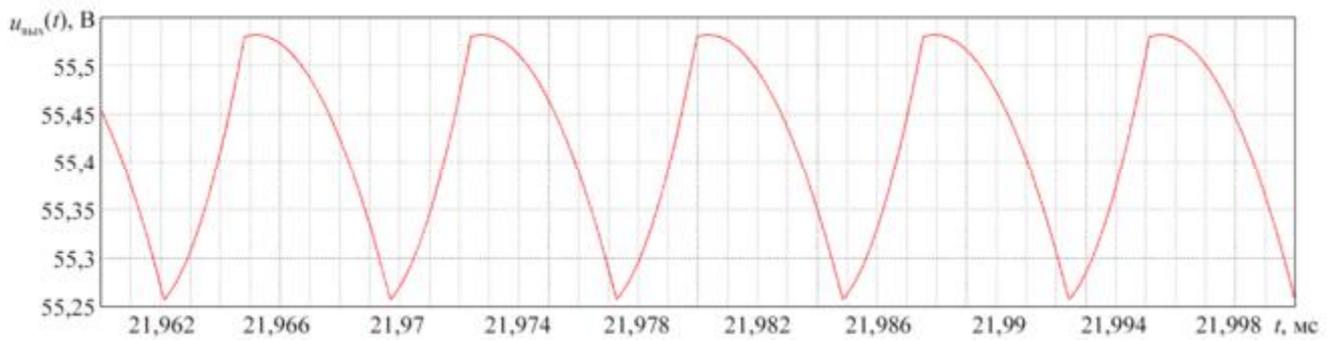
в

Рис. 9. Модифицированная упрощенная блок-диаграмма (а) импульсного преобразователя напряжения с управлением по току и логарифмическая амплитудно-частотная (б) и фазочастотная (в) характеристики петлевого усиления контуров T_1 , T_2 , T_3 импульсного преобразователя напряжения с управлением по току на границе устойчивости преобразователя

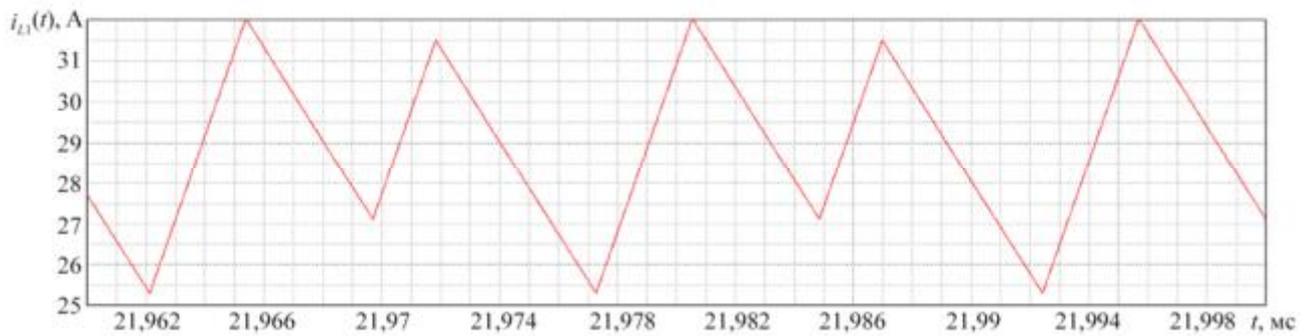


а

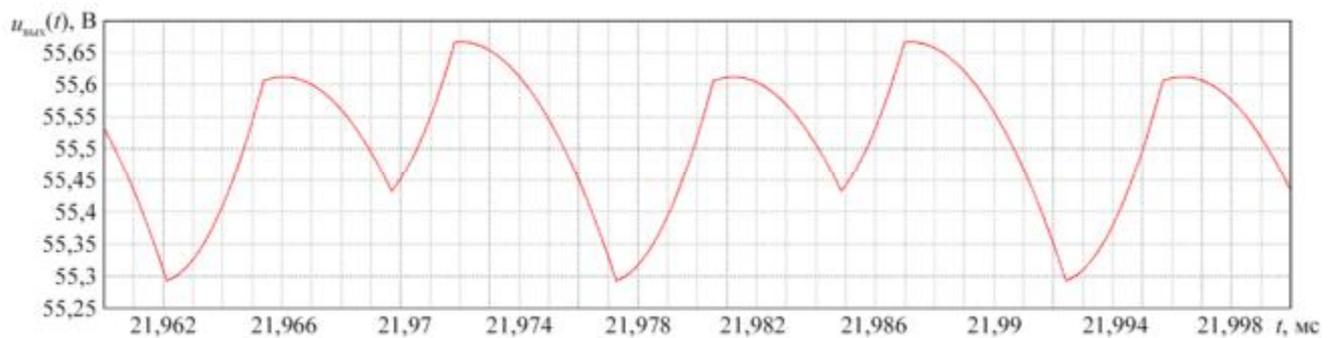
Рис. 10. Временные диаграммы импульсного преобразователя напряжения: а – ток дросселя $i_{L1}(t)$ при $K_y = 60$ (граница устойчивости); б – выходное напряжение $u_{вых}(t)$ при $K_y = 60$ (граница устойчивости); в – ток дросселя $i_{L1}(t)$ при $K_y = 62$ (неустойчивый режим); г – выходное напряжение $u_{вых}(t)$ при $K_y = 62$ (неустойчивый режим) (Начало)



б



в



г

Рис. 10. Временные диаграммы импульсного преобразователя напряжения: а – ток дросселя $i_{L1}(t)$ при $K_y = 60$ (граница устойчивости); б – выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ при $K_y = 60$ (граница устойчивости); в – ток дросселя $i_{L1}(t)$ при $K_y = 62$ (неустойчивый режим); г – выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ при $K_y = 62$ (неустойчивый режим) (Окончание)

В большинстве работ [23, 41, 51–58] определяют устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току с помощью частотных характеристик, полученных в линейной модели импульсного преобразователя напряжения. В работе [4] производят измерение частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но измеряется только внешний контур T_2 петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, ввиду близости частот единичного петлевого усиления контуров T_1 , T_2 близки (см. рис. 9, б, в), и тогда можно оценить устойчивость импульсного преобразователя напряжения с помощью T_2 . Однако с помощью частотных характеристик T_2 сложнее сделать звено коррекции в цепи отрицательной обратной связи, поэтому в основном для импульсного преобразователя напряжения с управлением по току дросселя используется только пропорционально-интегрирующее звено коррекции в контуре по выходному напряжению, и даются отдельные рекомендации для каждого типа преобразователя [4].

Таким образом, можно сделать следующие выводы в случае импульсного преобразователя напряжения с управлением по току.

Необходимо измерять (или хотя бы моделировать в нелинейных импульсных моделях импульсного преобразователя напряжения) различные контуры петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току. С помощью внешнего контура T_2 петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с управлением по току можно лишь оценить устойчивость импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, но его неудобно использовать для проектирования звеньев коррекции в различных контурах отрицательной обратной связи. В связи с этим возникло множество методов для проектирования импульсного преобразователя напряжения с различием в силовой части и различными типами управления (по максимальному, среднему значениям и т. д.). В работе [41] говорится о том, что режим управления по току недостаточно изучен или понят.

Контур по напряжению и току петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения

В работе [39] был предложен метод измерения всех возможных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения, но для этого был использован цифровой модулятор. Данный метод развивает идею, предложенную в работе [38], но есть существенный недостаток – техническая сложность измерительной установки.

В работах [5, 61] было показано и аналитически доказано, что величина и форма пульсаций на входе ШИМ-модулятора изменяет коэффициент передачи ШИМ-модулятора, как если бы дополнением к пилообразному напряжению с амплитудой $U_{\text{пmax}}$ было еще одно пилообразное напряжение $U_{\text{пэmax}}$, равное производной переменной составляющей (пульсаций) сигнала ошибки $u_{\text{ош}}(t)$ по коэффициенту заполнения D_0 (она может быть как положительной, так и отрицательной величиной), т. е.

$$K_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{U_{\text{пmax}} + U_{\text{пэmax}}}; \quad (12)$$

$$U_{\text{пэmax}} = -d\tilde{u}_{\text{ош}}(D_0 T)/dD_0. \quad (13)$$

В работах [5, 62] в аналитическом виде были получены выходное напряжение и ток дросселя в импульсном преобразователе напряжения понижающего типа без обратной связи. На основании этих формул были получены [5] аналитические выражения для $U_{\text{пэmax}}$ для различных токов и напряжений в импульсном преобразователе напряжения понижающего типа. Так как формулы получились громоздкими и неудобными для инженерных расчетов, они были аппроксимированы. Для импульсного преобразователя напряжения понижающего типа производная напряжения на конденсаторе от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{u}_{C1}(D_0 T)}{dD_0} \approx \frac{U_0 \omega_0^2}{16} (-1,34 + 8(1 - D_0)D_0) T^2, \quad (14)$$

$$\text{где } U_0 = \frac{K_1 U_{\text{вх}}}{K_0}, \quad \omega_0 = \frac{K_0}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad K_0 = \sqrt{\frac{r_1 + R_H}{r_{C1} + R_H}}, \quad K_1 = \frac{R_H}{\sqrt{(r_1 + R_H)(r_{C1} + R_H)}},$$

производная тока дросселя от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{i}_{L1}(D_0 T)}{dD_0} \approx (1 - 2D_0) U_{\text{вх}} \frac{T}{2L_1}, \quad (15)$$

производная тока конденсатора от коэффициента заполнения приблизительно равна [5]:

$$\frac{d\tilde{i}_{C1}(D_0 T)}{dD_0} \approx K_0 K_1 (1 - 2D_0) U_{\text{вх}} \frac{T}{2L_1}. \quad (16)$$

Так как в зависимости от вида отрицательной обратной связи переменную составляющую сигнала ошибки можно представить в общем виде как $\tilde{u}_{\text{ош}}(t) = f(\tilde{u}_{C1}(t), \tilde{i}_{L1}(t), \tilde{i}_{C1}(t))$, то, зная эту функцию и

используя выражения (14) – (16), можно определить амплитуду эквивалентного дополнительного пилообразного напряжения $U_{\text{пэмах}}$, которое возникает в импульсном преобразователе напряжения из-за наличия пульсаций сигнала ошибки на входе ШИМ-модулятора. При использовании другого типа импульсного преобразователя напряжения формулы для токов и напряжений могут отличаться от выражений (14) – (16).

Кроме того, из-за наличия пульсаций на входе ШИМ-модулятора возникает еще дополнительное звено запаздывания [5]. Тогда передаточную функцию ШИМ-модулятора можно представить как

$$H_{\text{ШИМ}}(j\omega) = K_{\text{ШИМ}} / (1 + j\omega\tau_{\text{зз}}), \quad (17)$$

где $K_{\text{ШИМ}}$ – коэффициент передачи ШИМ-модулятора, определяемый по формуле (12); $\tau_{\text{зз}}$ – постоянная времени звена запаздывания.

Как видно из формул (15), (16), в импульсном преобразователе напряжения с отрицательной обратной связью по току дросселя или конденсатора при отсутствии пилообразного напряжения при $D_0 = 0,5$ коэффициент передачи ШИМ-модулятора согласно формулам (12), (15), (16) стремится к бесконечности, и преобразователь переходит в автоколебательный режим. Частота автоколебательного режима будет определяться частотными характеристиками петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Для устранения данного режима необходимо добавить внешнее пилообразное напряжение, благодаря которому согласно формуле (12) уменьшится коэффициент передачи ШИМ-модулятора и, следовательно, петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения, и преобразователь вернется в устойчивый режим работы. Это более удобное определение возникновения неустойчивого режима работы импульсного преобразователя напряжения с управлением по току, в отличие от графического доказательства через разницу наклона тока дросселя при его заряде и разряде, предложенного в работе [51]. Первое и второе определения возникновения неустойчивого режима аналогичны (одно следует из другого), но формулы (15), (16) получены изначально аналитически, а потом уже аппроксимированы, а в работе [51] использовался интуитивный графический подход. Однако из-за подхода [51] импульсный преобразователь напряжения с управлением по току стал рассматриваться как принципиально отличный [4, 23, 41, 47, 52–57] от импульсного преобразователя напряжения с управлением по напряжению.

Импульсный преобразователь напряжения с управлением по току и импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению отличаются только тем, что в одном случае используется один контур отрицательной обратной связи, а в другом – несколько, и из-за разной амплитуды пульсаций на входе ШИМ-модулятора получается разная глубина петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Таким образом, разница между преобразователями только в линейной части отрицательной обратной связи и другой характеристики ШИМ-модулятора (разные значения $K_{\text{ШИМ}}$ и $\tau_{\text{зз}}$). Однако указанное различие не является существенным для разработки принципиально разных линейных моделей одного и того же типа импульсного преобразователя напряжения, но с разным типом управления.

На рис. 11, *a* представлен импульсный преобразователь напряжения с управлением по току (см. рис. 6), разбитый на блоки через четырехполюсники (по аналогии с рис. 3, *a*).

В дальнейшем данный импульсный преобразователь напряжения будем называть преобразователем с двухконтурной отрицательной обратной связью. Полученная схема (рис. 11, *a*) отличается от приведенного импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 6) тем, что на рис. 11, *a* контур по входному напряжению и контур по току дросселя суммируются до ШИМ-контроллера (как в блок-схеме, представленной на рис. 9, *a*). Это позволяет ввести возмущение до ШИМ-контроллера (показано сечение на рис. 11, *a*) и измерить частотные характеристики суммарного контура $T(j\omega)$, контура по выходному напряжению $T_U(j\omega)$ и контура по току дросселя $T_I(j\omega)$. Они будут равны отношению соответствующих комплексных значений напряжений [5, 63]:

$$T(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)} = \frac{\dot{U}_2(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}; \quad T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega)}. \quad (18)$$

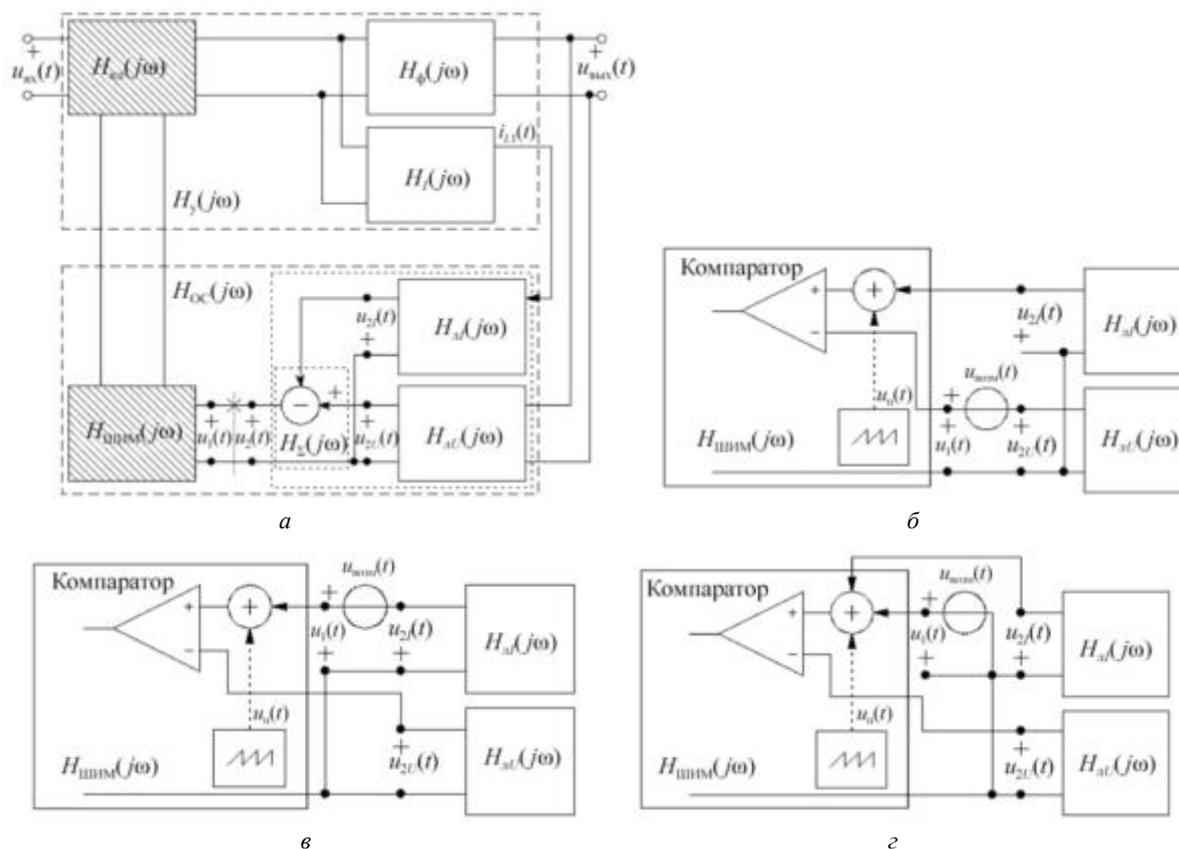


Рис. 11. Варианты инъекции сигнала возмущения для определения различных контуров петлевого усиления в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя

На практике узла суммирования контуров (см. рис. 11, а) может и не быть (как в схеме (см. рис. б)). В этом случае можно перенести сигнал возмущения в контур по выходному напряжению (рис. 11, б). С использованием теории четырехполюсников было доказано [5, 63], что контуры $T_U(j\omega)$, $T_I(j\omega)$, $T(j\omega)$ петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в этом случае:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad (19)$$

$$T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}; \quad (20)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}. \quad (21)$$

При переносе сигнала возмущения в контур по току дросселя (рис. 11, в) контуры $T_U(j\omega)$, $T_I(j\omega)$, $T(j\omega)$ петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения [5, 63]:

$$T_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad (22)$$

$$T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}; \quad (23)$$

$$T(j\omega) = T_U(j\omega) + T_I(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2U}(j\omega) + \dot{U}_{2I}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \dot{U}_{2U}(j\omega)}. \quad (24)$$

Схему измерения (см. рис. 11, в) можно модифицировать в новую схему (рис. 11, з), где уже источник возмущения привязан к «земле» схемы управления, поэтому нет необходимости в использовании трансформатора (см. рис. 3, б). Получена бестрансформаторная схема измерения. Формулы расчета различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения в этом случае аналогичны формулам (22) – (24).

Эта же схема измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 11, з) превращается в схему измерения с одноконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 4, в) при отключении контура по току дросселя ($K_i = 0$). Это, во-первых, доказывает, что импульсный преобразователь напряжения с управлением по напряжению (импульсный преобразователь напряжения с одноконтурной отрицательной обратной связью) и импульсный преобразователь напряжения с управлением по току (импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью) принципиально не отличаются и имеют одну и ту же линейную модель (отличие лишь в значении параметров); во-вторых, данную схему измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения можно считать универсальной, так как всегда возмущение складывается с пилообразным напряжением, не нужно разрывать цепь отрицательной обратной связи (и следовательно, использовать трансформатор), сигналы определяются всегда с выхода различных контуров. Это удобно по реализации измерения (усложняются лишь требования для ШИМ-контроллера), и, как было указано, данная схема измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения позволяет проще и точнее выделить амплитуду полезного сигнала, особенно в высокочастотной области, а также на границе возбуждения [5].

На рис. 12 приведены частотные характеристики петлевого усиления различных контуров T , T_U , T_I импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6), измеренные согласно описанному методу (см. рис. 11): $L_1 = 50$ мкГн; $C_1 = 40$ мкФ; $r_{L1} = 50$ мОм; $r_{C1} = 50$ мОм; $U_{вх} = 160$ В; $U_{вых} = 48$ В; $R_n = 1,92$ Ом; $\alpha = 0,5$; $U_{от} = 24$ В; $U_n = 18$ В; $f_T = 132$ кГц; $K_y = 60$; $K_i = 3;536$.

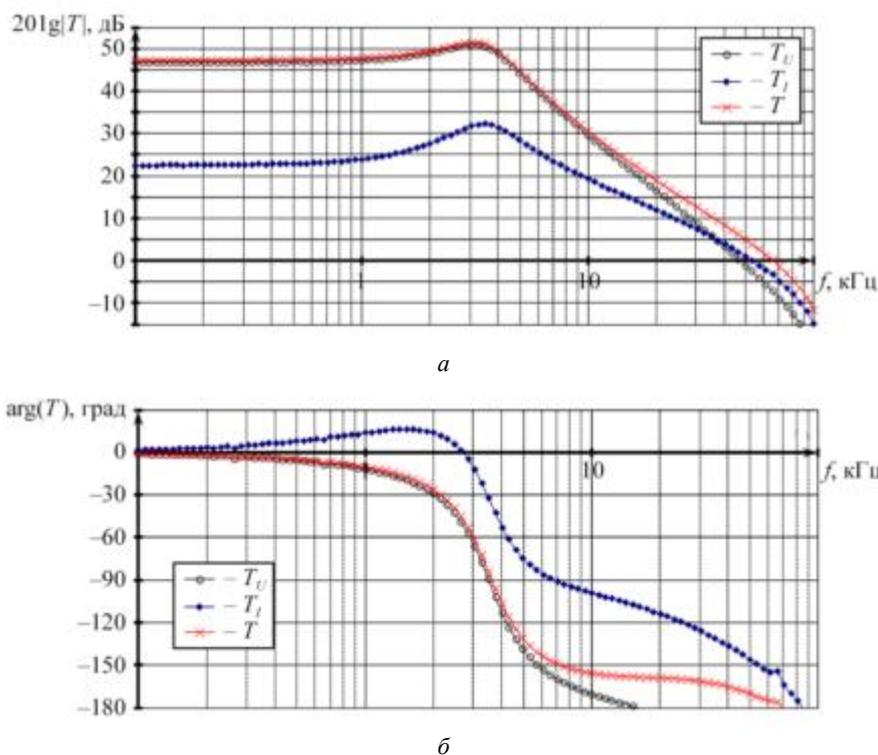


Рис. 12. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров T_U , T_I , T импульсного преобразователя напряжения с управлением по току на границе устойчивости импульсного преобразователя напряжения

Данное представление частотных характеристик петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения через частотные характеристики T_U , T_I (см. рис. 12) удобнее, чем через T_2 , T_3 (см. рис. 9, б), так как $T = T_U + T_I$ (на частотных характеристиках видно, в какой области частот какой контур влияет на суммарное петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения), и удобно создавать звено коррекции для каждого контура по отдельности.

Многоконтурная отрицательная обратная связь

Рассмотрим предыдущий импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению ($K_y = 2$) и току дросселя ($K_i = 3,536$). Согласно частотным характеристикам различных контуров (T , T_U , T_I) петлевого усиления (рис. 13, а, б) импульсный преобразователь напряжения имеет запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 60^\circ$, частота единичного петлевого усиления – 49 кГц. При таких параметрах импульсного преобразователя напряжения наблюдается апериодический характер переходного процесса выходного напряжения и небольшой (55 % от среднего значения) скачок тока дросселя при включении импульсного преобразователя напряжения (рис. 13, в).

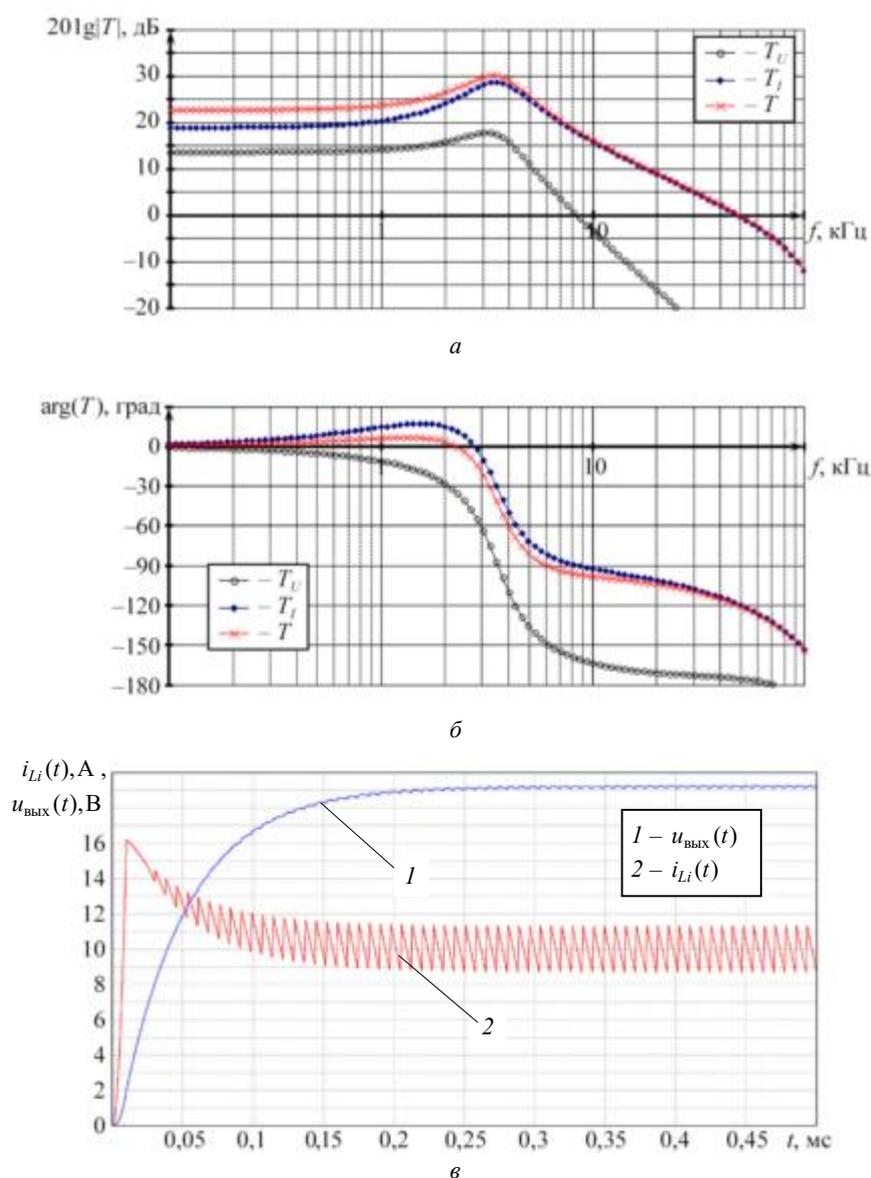


Рис. 13. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров T_U , T_I , T импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя и временные диаграммы тока дросселя $i_{Li}(t)$ и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ импульсного преобразователя напряжения (в)

Если из измеренных частотных характеристик T_U и T_I петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения построить частотную зависимость $T_I(j\omega)/T_U(j\omega)$, то получим частотную характеристику (рис. 14, а, б, кривая 1), близкую частотной характеристике пропорционально-дифференцирующего звена (рис. 14, а, б, кривая 2), параметры и схема которого изображены на рис. 14, в. Это означает, что контур по току дросселя можно заменить контуром по выходному напряжению с пропорционально-дифференцирующим звеном коррекции, так как частотные характеристики этих контуров близки (рис. 14, а, б).

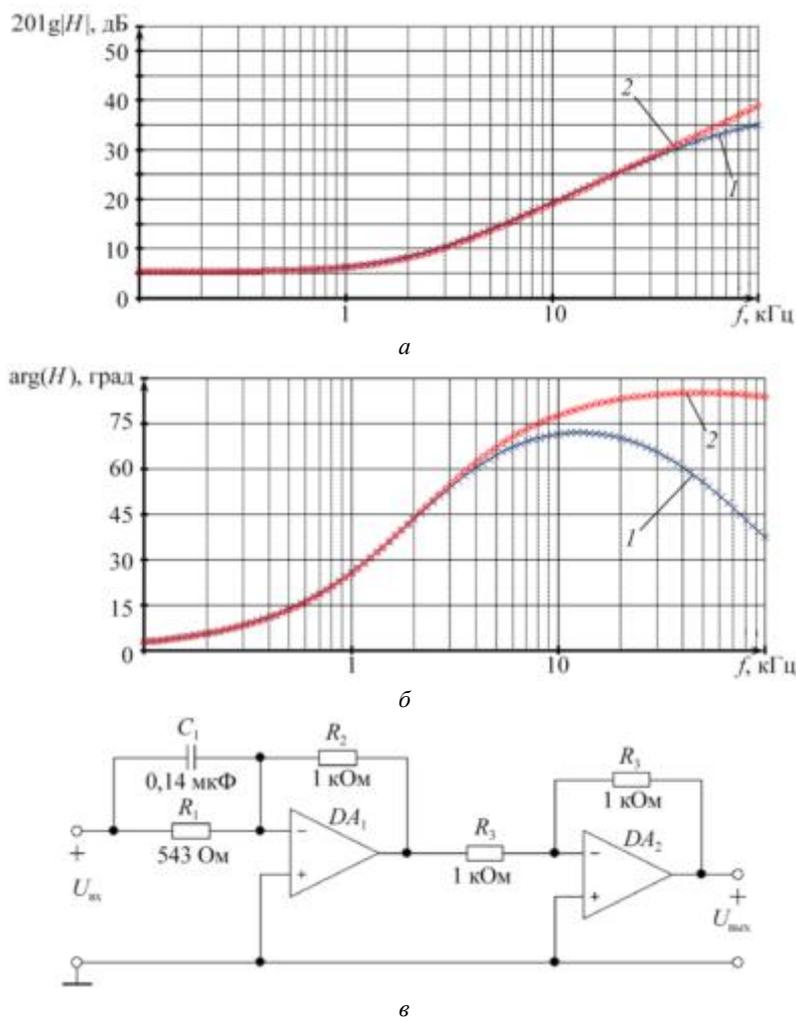


Рис. 14. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики зависимости $T_I(j\omega)/T_U(j\omega)$ и пропорционально-дифференцирующего звена и схема этого звена (в)

При замене контура по току дросселя в импульсном преобразователе напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью (см. рис. 6) контуром по выходному напряжению новый контур берем со входа усилителя постоянного тока уже после сравнения с эталонным напряжением (чтобы новый контур отрицательной обратной связи улучшал стабилизацию выходного напряжения, а не ухудшал ее, как контур по току дросселя), поэтому в новый контур отрицательной обратной связи дублируем усилитель постоянного тока (рис. 15). В этом случае для получившегося импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) получаем частотные характеристики различных контуров (T , T_U , T_I) его петлевого усиления (рис. 16, а, б), близкие частотным характеристикам петлевого усиления (см. рис. 13, а, б) импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6). Амплитуда пилообразного напряжения принималась равной 38 В с учетом сигнала ошибки в преобразователе с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6), а также формул (14), (15). Временные диаграммы выходного напряже-

ния и тока дросселя (рис. 16, в) при включении импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению (см. рис. 15) схожи с временными диаграммами (см. рис. 13, в) импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6). Отличия возникают из-за того, что в звене коррекции нового контура не учли звено запаздывания (см. рис. 14, а, б).

Получившийся импульсный преобразователь напряжения (см. рис. 15) имеет ряд преимуществ по сравнению с импульсным преобразователем напряжения по выходному напряжению и току дросселя (см. рис. 6): не нужна информация о токе дросселя (упрощается контур отрицательной обратной связи и улучшается электромагнитная совместимость), можно получить больший запас устойчивости по фазе -90° (см. рис. 16, а, б) в сравнении с 60° (см. рис. 13, а, б), что позволяет сделать более устойчивый импульсный преобразователь напряжения.

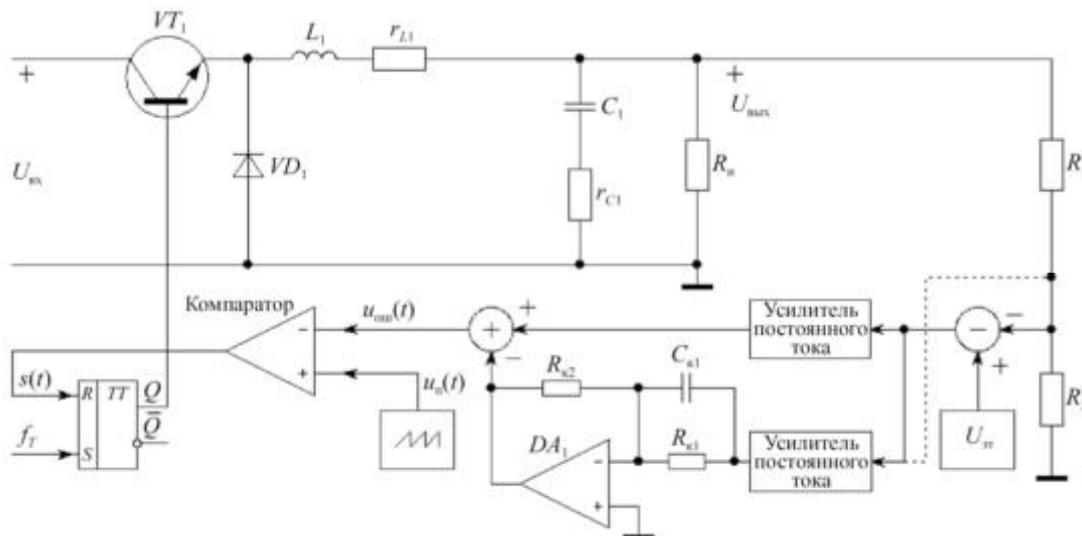
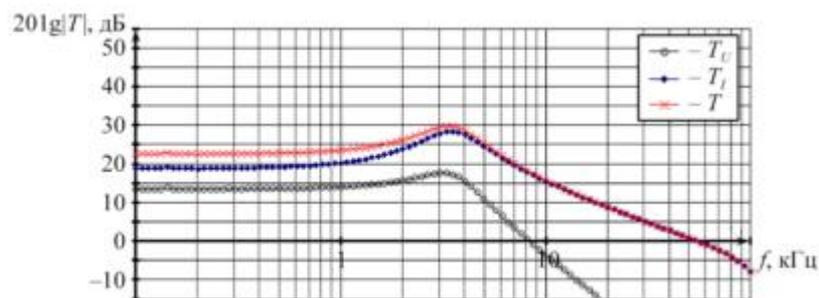
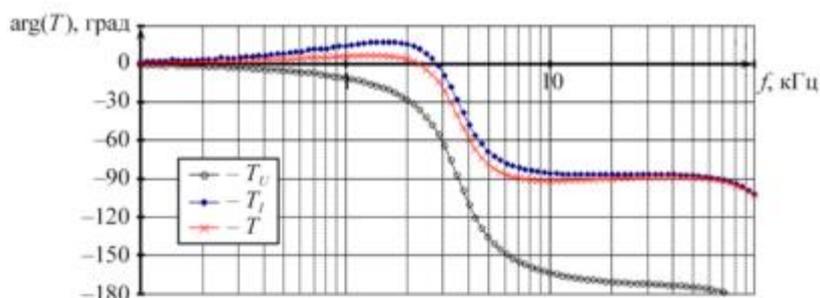


Рис. 15. Импульсный преобразователь напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению



а



б

Рис. 16. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров T_U , T_I , T импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и временные диаграммы тока дросселя $i_{L1}(t)$ и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (в) (Начало)

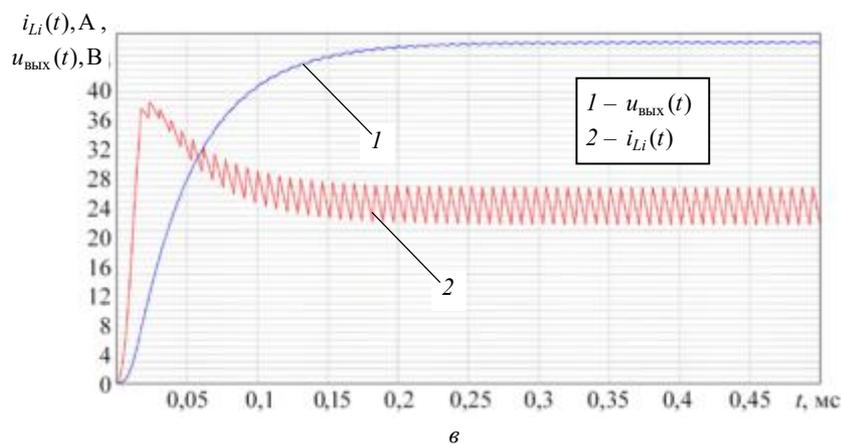


Рис. 16. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики петлевого усиления контуров T_U , T_I , T импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью по выходному напряжению и временные диаграммы тока дросселя $i_{L1}(t)$ и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ (в) (Окончание)

Такая организация контуров отрицательной обратной связи в импульсном преобразователе напряжения похожа на предложенную в работе [64] концепцию v^1 -управления, когда контур по току дросселя заменяется дополнительным контуром по выходному напряжению. В работе [64] заменяют управление по току управлением по напряжению с такими же частотными характеристиками, в связи с чем возникает вопрос с обозначением. Если получаются одинаковые частотные характеристики в импульсном преобразователе напряжения с управлением по току и с управлением по напряжению, то нет необходимости их разделять. В работе [64] приводится сложное объяснение, хотя, как показано, все может быть интерпретировано с помощью частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. В связи с этим нет необходимости разделять преобразователи на управление по току и управление по напряжению.

Аналогичная ситуация возникает в случае концепции v^2 -управления [65], v^2i -управления [43], i^2 -управления [50], когда создаются несколько контуров (один «быстрый», другой «медленный») отрицательной обратной связи по выходному напряжению или току дросселя. Все это варианты импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью, в которой необходимо корректно измерять и/или рассчитывать различные контуры отрицательной обратной связи, чтобы сделать (если необходимо) звенья коррекции для определенных контуров отрицательной обратной связи. Уточняя метод определения петлевого усиления для импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной отрицательной обратной связью [5, 63], можно сказать, что частотные характеристики k -го контура петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения будут определяться выражением

$$T_k(j\omega) = \frac{\dot{U}_{2k}(j\omega)}{\dot{U}_1(j\omega) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \dot{U}_{2i}(j\omega)}, \quad (25)$$

где $\dot{U}_1(j\omega)$ – напряжение слева от источника вводимого возмущения (см. рис. 3, б) в контуре, где вводится возмущение; $\dot{U}_{2i}(j\omega)$ – либо напряжение справа от источника вводимого возмущения (в случае контура, в который вводится возмущение), либо напряжение в контуре до сумматора или ШИМ-модулятора (см. рис. 11). Знаки всех напряжений должны быть проставлены относительно суммарного контура (одни контуры суммируются, другие вычитаются). В этом случае итоговое петлевое усиление импульсного преобразователя напряжения будет равно сумме петлевых усилений каждого контура, т. е.

$$T(j\omega) = \sum_{i=1}^n T_i(j\omega). \quad (26)$$

Еще одно отличие описанной схемы импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) [64] заключается в выборе точки разделения контуров отрицательной обратной связи. Если брать точку разделения контуров, как в работе [64] (обозначено пунктирной линией на рис. 15), то второй контур по выходному напряжению в точности такой же, как контур по току дросселя, и стабилизация выходного напряжения будет снижаться из-за этого дополнительного контура по выходному напряжению. В описанном случае (см. рис. 15) дополнительный контур по выходному напряжению увеличивает коэффициент стабилизации выходного напряжения. Данная схема импульсного преобразователя напряжения (см. рис. 15) приведена лишь как пример проектирования импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью. Таким образом, можно брать много различных контуров отрицательной обратной связи как по выходному напряжению, так и по току дросселя, в этом случае получаются одинаковые частотные характеристики петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения. Отличие лишь в особенностях физической реализации (и поэтому возможны некоторые особенности для каждой схемы) и пересчете источника пилообразного напряжения.

В статье показана важность корректного определения (расчет и измерение) петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурными отрицательными обратными связями.

Приведено определение частотных характеристик различных контуров петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью. Показана несостоятельность использования терминов «управление по напряжению» и «управление по току», которые используют в литературе. Сделан вывод о том, что нет необходимости разделять данные преобразователи напряжения (т. е. использовать различные модели и подходы). Все они представляют собой импульсный преобразователь напряжения с многоконтурной отрицательной обратной связью, при этом количество контуров отрицательной обратной связи может быть произвольным, как и число параметров – токов и напряжений, – по которым осуществляется формирование этих контуров. Показано, что в общем метод расчета и измерения петлевого усиления импульсного преобразователя напряжения и отдельных его контуров не изменяется, меняются лишь детали и техническая реализация.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: Изд-во иностр. лит., 1948. 641 с.
2. Шушпанов Д.В. Высокоэффективные импульсные преобразователи напряжения с ШИМ и распределенные системы электропитания на их основе: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2005. 17 с.
3. Смирнов В.С. Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью: математическое моделирование, методика измерения и оптимизации: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2007. 17 с.
4. Ridley R.B. Power Supply Design. Ridley Engineering, Inc, 2012. Vol. 1. Control. 166 p.
5. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. М.: Горячая линия – Телеком. 2018. 540 с.
6. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Чернявский С.М. К вопросу повышения спектральной эффективности фазовых радиотехнических систем передачи информации, функционирующих при сильных межсимвольных искажениях // Изв. вузов. Авиационная техника. 2018. № 1. С. 113–118.
7. Кушнерев Н.А., Родин М.В. Особенности проектирования и тенденции развития систем электропитания АФАР бортовых радиолокаторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 6. С. 68–82.
8. Зубов Н.Е., Рябченко В.Н., Лапин А.В. Аналитический синтез законов стабилизации взаимосвязанных движений летательного аппарата в каналах тангаж – рысканье при отсутствии информации об угле атаки // Изв. вузов. Авиационная техника. 2022. № 1. С. 87–96.
9. Дмитриков В.Ф. и др. Теория и методы анализа преобразователей частоты и ключевых генераторов. Киев: Наукова думка, 1988. 312 с.
10. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей. СПб.: Лань, 2009. 544 с.
11. Коржавин О.А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. М.: Радио и связь, 1997. 300 с.
12. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. 528 с.
13. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера. 2005. 632 с.
14. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат. 1990. 240 с.

15. Мясников Д.Л., Вороной А.А. Частотные характеристики импульсного стабилизатора понижающего типа // Теория и практика современной науки. 2020. № 8 (62). С. 81–84.
16. Basso C.P. Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supply: A Tutorial Guide. Boston – London: Artech House, 2012. 593 p.
17. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1992. № 8. С. 47–53.
18. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1996. № 3. С. 69–75.
19. Анищенко В.С., Вадивасова Т.Е., Астахов В.В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем: Фундаментальные основы и избранные проблемы. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1999. 368 с.
20. Михальченко С.Г. Бифуркационный анализ нелинейных динамических систем полупроводниковых преобразователей модульного типа: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Томск, 2012. 39 с.
21. Вороной А.А., Цилимбаев Н.А., Ушмодин В.А. Бифуркационные переходы в динамических системах импульсных стабилизаторов напряжения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. № 2. С. 70–75.
22. Андрианов А.И. Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Брянск, 2021. 40 с.
23. Kazimierzczuk M.K. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley & Sons, Ltd, 2008. 782 p.
24. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование устойчивости и коэффициента стабилизации импульсных преобразователей напряжения повышающего типа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2004. № 1. С. 47–57.
25. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование устойчивости работы двухтактных импульсных стабилизаторов с использованием частотных характеристик передачи по петле ООС методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. № 2 (18). С. 2–11.
26. Middlebrook R.D., Cuk S.A. General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages // International Journal of Electronics. 1977. Vol. 42. Iss. 6. P. 521–550.
27. Owen H.A., Capel A., Ferrante J.G. Simulation and Analysis Methods for Sampled Power Electronic Systems // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 8–10, 1976 Cleveland, USA. P. 45–55.
28. Самылин И.Н. Исследование устойчивости импульсных преобразователей понижающего типа методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. № 3 (19). С. 26–32.
29. Basso C.P. Switch-Mode Power Supplies. SPICE Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill Companies, Inc. 2008. 889 p.
30. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Continuous Conduction Mode // Proc. of the IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems. 1990. Vol. 26. № 3. P. 490–496.
31. Middlebrook R.D. Measurement of Loop Gain in Feedback Systems // International Journal of Electronics. 1975. Vol. 38. P. 485–512.
32. Дмитриков В.Ф. и др. Отечественный компьютерный автоматизированный измеритель частотных характеристик аналоговых и импульсных устройств // Состояние и перспективы развития энергетики связи: Сб. тр. 6-й Всерос. конф., г. Санкт-Петербург, 14 – 17 июня 2005. СПб.: СПбГУТ, 2005. С. 149–159.
33. Филин В.А. и др. Отечественный измеритель частотных характеристик импульсных источников питания // Приложение к журналу «Физика волновых процессов и радиотехнические системы»: Тез. и докл. конф. Самара: Самарское книжное изд-во, 2006. С. 382–384.
34. Антонец Н.В. и др. Комплекс контрольно-измерительной аппаратуры с анализом запасов структурной устойчивости импульсных преобразователей напряжения // Электропитание. 2012. № 1. С. 59–64.
35. Смирнов В.С., Филин В.А. Программа FASTMEAN для моделирования электронных цепей // Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: Синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. конф. «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике», г. Ульяновск, 17–19 мая 2005. Ульяновск: УлГТУ, 2005. Т. 3. С. 174–176.
36. Ali H. et al. Frequency Response Measurements of DC-DC Buck Converter // Proc. of the IEEE International Conference on Information and Automation, Aug. 8–10, 2015, Lijiang, China. P. 2233–2237.
37. Arora S. et al. A Novel Digital Architecture for Gain and Phase Measurements for DC-DC Converters // Proc. of the IEEE Dallas Circuits and Systems Conference, Nov. 12, 2018, Dallas, USA. 2018. P. 1–4.
38. Cho B.H., Lee F.C.Y. Measurement of Loop Gain with the Digital Modulator // IEEE Transactions on Power Electronics. 1986. Vol. PE-1. Iss. 1. P. 55–62.

39. *Ruan X. et al.* Reconsideration of Loop Gain and Its Measurement in DC–DC Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2019. Vol. 34. Iss. 7. P. 6906–6921.
40. *Middlebrook R.D.* Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming // IEEE Transactions on Power Electronics. 1987. Vol. PE-2. Iss. 2. P. 109–124.
41. *Kondrath N.* Relative Stability of the Inner-Current Loop of Peak Current-Mode Controlled PWM DC-DC Converters in CCM. Wright State University, 2010. 127 p.
42. *Dixon L.* Switching Power Supply Control Loop Design // Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook, Application Note U-140. 1990. P. 7.1–7.10.
43. *Li J., Lee F.C.* Modeling of v^2 Current-Mode Control // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2010. Vol. 57. Iss. 9. P. 2552–2563.
44. *Del Viejo M. et al.* Fast Control Technique Based on Peak Current Mode Control of the Output Capacitor Current // Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. 12–16, 2010, Atlanta, USA. P. 3396–3402.
45. *Del Viejo M. et al.* Fast Control Technique for High Frequency (5 MHz) DC/DC Integrated Converter // Proc. of the 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, March 16–18, 2010, Nuremberg, Germany. P. 1–5.
46. *Dixon L.* Average Current Mode Control of Switching Power Supplies [Electronical Resource]. URL: <https://typeset.io/pdf/average-current-mode-control-of-switching-power-supplies-2rqgvef6bt.pdf> (дата обращения: 7.10.2024).
47. *Tang W., Lee F.C., Ridley R.B.* Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control // IEEE Transactions on Power Electronics. 1993. Vol. 8. Iss. 2. P. 112–119.
48. *Tang W.* Average Current-Mode Control and Charge Control for PWM Converters [Electronical Resource]. URL: <https://vtechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/0fdec2d0-a673-4134-a363-2e2ce3dd0b2b/content> (дата обращения: 7.10.2024).
49. *Ozkaaynak I.J.* Average Current Mode Control Modeling and Feedback Stability Analysis for VOD-ES A5 Power Supply Unit [Electronical Resource]. URL: <https://www.google.com/url?sa=t&source=web&rct=j&opi=89978449&url=https://cdn14.21dianyuan.com/download.php%3Fid%3D182641&ved=2ahUKEWj20avO652MAxWMGRAIHQq8OvcQFnoECBkQAQ&usq=AOvVaw19TzajZA-oit3zmOuWNqmQ> (дата обращения: 7.10.2024).
50. *Yan Y. et al.* I2 Average Current Mode Control for Switching Converters [Electronical Resource]. URL: https://www.researchgate.net/profile/Yingyi_Yan/publication/286651842_I2_average_current_mode_control_for_switching_converters/links/5670928b08ae0d8b0cc0f856/Isup2-sup-average-current-mode-control-for-switching-converters.pdf?_cf_chl_tk=sxradK1IovDerznYBdNSG5TABfkV5hvn9aEsofmpx6o-1742651241-1.0.1.1-pnaQSHDFPZfqjJT.Qc3u9KbQiN9V4iu4qdoLNe.6EjA (дата обращения: 7.10.2024).
51. *Hsu S.-P. et al.* Modelling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 8–22, 1979, San Diego, USA. P. 284–301.
52. *Ridley R.B.* A New Small-Signal Model for Current-Mode Control [Electronical Resource]. URL: <https://vtechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/9e02f1cd-dfe2-4cfa-841e-2c564462f4d8/content> (дата обращения: 7.10.2024).
53. *Ridley R.B.* An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control [Electronical Resource]. URL: https://designers-guide.org/forum/Attachments/an_accurate_and_practical_small_signal_model_for_current_mode_control.pdf (дата обращения: 7.10.2024).
54. *Kimhi D., Ben-Yaakov S.* A SPICE Model for Current-Mode PWM Converters Operating Under Continuous Inductor Current Conditions // IEEE Transactions on Power Electronics. 1991. Vol. 6. Iss. 1. P. 281–286.
55. *Морозов В.* Проблемы устойчивости работы DC/DC- и AC/DC-преобразователей с управлением по пиковому току // Электронные компоненты [Электронный журнал]. 2008. № 8. URL: https://russianelectronics.ru/files/50567/EK_2008_08_021-033.pdf?ysclid=m6v2gdpX3r212267965 (дата обращения: 7.10.2024).
56. *Li J., Lee F.C.* New Modeling Approach and Equivalent Circuit Representation for Current-Mode Control // IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. Vol. 25. Iss. 5. P. 1218–1230.
57. *Tian S. et al.* Equivalent Circuit Model of Constant on-Time Current Mode Control with External Ramp Compensation // Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. 14–18, 2014, Pittsburgh, USA. 2014. P. 3747–3754.
58. *Ridley R.B., Cho B.H., Lee F.C.Y.* Analysis and Interpretation of Loop Gain of Multiloop-Controlled Switching Regulators // Proc. of the IEEE Transactions on Power Electronics. 1988. Vol. 3. Iss. 4. P. 489–498.
59. *Lee F.C., Carter R.A.* Investigations of Stability and Dynamic Performances of Switching Regulators Employing Current-Injected Control // Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 29 – July 3, 1981, Boulder, USA. 1981. P. 3–6.

60. Lee F.C., Carter R.A., Fang Z.D. Investigations of Stability & Dynamic Performances of a Current-Injected Regulator // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1983. Vol. AES-19. Iss. 2. P. 274–287.
61. Дмитриков В.Ф. и др. Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя на коэффициент стабилизации выходного напряжения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. № 1. С. 105–112.
62. Дмитриков В.Ф. и др. Исследование пульсаций выходного напряжения транзисторного преобразователя понижающего типа // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. № 2. С. 86–93.
63. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Измерение петлевого усиления в импульсного преобразователя напряжения с двухконтурной ООС // Актуальные проблемы электронного приборостроения: Тр. 12-й Междунар. науч.-техн. конф., г. Новосибирск, 2–4 окт. 2014. Новосибирск: НГТУ, 2014. Т. 7. С. 226–232.
64. Cortés J. et al. v^1 Concept: Designing a Voltage-Mode Control as Current Mode with Near Time-Optimal Response for Buck-Type Converters / IEEE Transactions on Power Electronics. 2015. Vol. 30. Iss. 10. P. 5829–5841.
65. ON Semiconductor. Theory of Operation of V2 Controllers [Electronical Resource]. URL: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8276-D.PDF (дата обращения: 7.10.2024).

Поступила в редакцию 7.11.24
После доработки 10.11.24
Принята к публикации 20.11.24

On the Construction of a Multi-Loop Feedback System in a Pulse Voltage Converter

D.V. SHUSHPANOV

Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, Saint Petersburg

The paper presents a retrospective review of the design methods for linear feedback loops of a pulse voltage converter using various methods of transition from a nonlinear pulse voltage converter to a linear model. These methods allow the use of frequency stability criteria that are most convenient and pictorial for engineering analysis. The importance of correct determination (calculation and measurement) of the pulse voltage converter loop gain for determining the stable operating mode of the pulse voltage converter, as well as the importance of correct determination (calculation and measurement) of the frequency characteristics of various loops of the loop gain of the pulse voltage converter with multi-loop feedback are shown.

Stability, loop gain, pulse voltage converter, multi-loop feedback, voltage-mode control, current-mode control

Исследование содержания токсичных веществ в продуктах сгорания турбулентного пламени

Приведено описание стендового оборудования и результаты исследования содержания токсичных веществ в продуктах сгорания турбулентного пламени однородной керосиновоздушной смеси, а также в продуктах сгорания, образующихся на выходе из горелочных устройств различных вариантов. Содержание токсичных веществ представлено в виде зависимости от коэффициента избытка воздуха. Выбрано горелочное устройство, содержание токсичных веществ в котором близко к значениям, полученным при сжигании однородной керосиновоздушной смеси.

А.В. БАКЛАНОВ,
канд. техн. наук,
Ф.М. ВАЛИЕВ,
канд. техн. наук
(КНИТУ-КАИ, Казань)
andreybaklanov@bk.ru

Керосин, турбулентное горение, горелочное устройство, продукты сгорания, оксиды углерода, оксиды азота, индекс эмиссии

Согласно данным современных экологических исследований, выполненных в различных регионах планеты, отмечается значительное увеличение масштабов антропогенного воздействия на жизненно важные природные ресурсы – атмосферу, гидросферу и литосферу, – обусловленное интенсивным развитием промышленного производства и транспортной инфраструктуры. Наибольшую угрозу экологической безопасности представляет процесс атмосферного загрязнения.

Снижение вредных выбросов авиационных двигателей является важной составляющей общей стратегии по защите и сохранению чистоты окружающей среды.

Для решения проблемы снижения вредных выбросов существующих двигателей и разработки новых малотоксичных двигателей необходимо знание закономерностей образования и выхода токсичных соединений в самом источнике – камере сгорания. Для создания методов снижения вредных выбросов необходимо знать прежде всего законы их образования в процессе горения топлива в воздухе в конкретной конструкции камеры сгорания – условия сжигания топлива в жаровой трубе и режим изменения содержания токсичных веществ за горелочным устройством [1].

В данной работе проведено исследование содержания токсичных веществ в продуктах сгорания однородной керосиновоздушной смеси, а также на выходе из горелочных устройств.

В состав установки для испытания камеры сгорания (рис. 1) входит источник сжатого воздуха – компрессор, приводом которого является электродвигатель, воздухоподводящая магистраль с регулирующей арматурой и приборами для измерения параметров потока, в которой расположено топочное устройство и теплообменник.

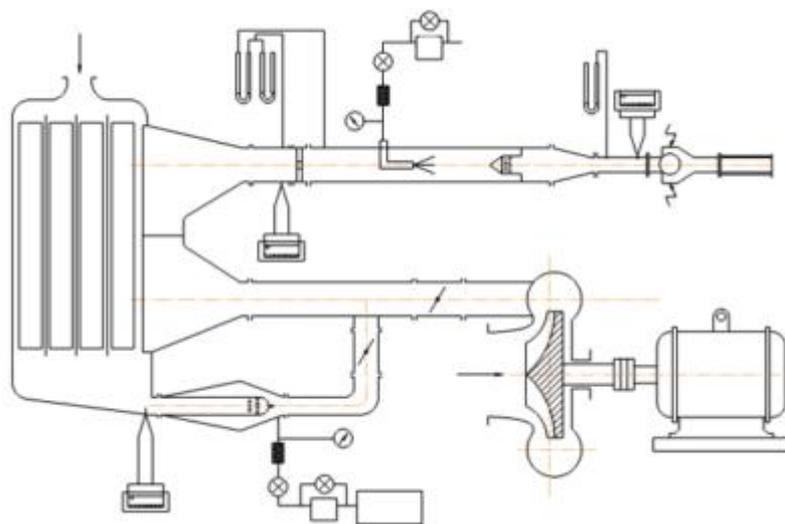


Рис. 1

В воздухоподводящей магистрали расположены форсунка и смеситель. На выходе воздухоподводящей магистрали размещена камера сгорания квадратного сечения размером 50×50 мм, оснащенная двумя симметрично расположенными нишами для стабилизации пламени. Такое конструктивное решение обеспечивает минимальное воздействие на газодинамические параметры потока и характеристики турбулентности. Воспламенение однородной керосиновоздушной смеси обеспечивалось установленными на стенке камеры двумя электрическими свечами поверхностного разряда, расположенными в противоположных нишах. Установка также содержит линию подвода топлива к камере сгорания и линию подвода топлива к топочному устройству. Каждая из указанных линий состоит из баков с жидким топливом, топливных фильтров, топливных насосов и приборов для измерения параметров.

Продукты сгорания отбирались водоохлаждаемым Г-образным пробоотборником, изготовленным из жаропрочной стали и установленным на координатном столе. Температура охлаждающей пробоотборник воды на выходе поддерживалась в пределах 80–95 °С. Транспортировка пробы для последующего анализа осуществлялась за счет избыточного давления в месте отбора через обогреваемую магистраль, температура которой поддерживалась на уровне 150±5 °С во избежание конденсации углеводородов на стенках [3].

Содержание токсичных веществ в продуктах турбулентного горения представлено в виде индекса эмиссии (количество компонента, г, на 1 кг израсходованного топлива) и далее показано в виде зависимости от коэффициента избытка воздуха α при различных составах смеси.

Согласно полученным результатам по определению коэффициента избытка воздуха α концентрация оксидов азота достигает максимального значения в области значений, близких к стехиометрическому значению $\alpha \approx 1$ (рис. 2).

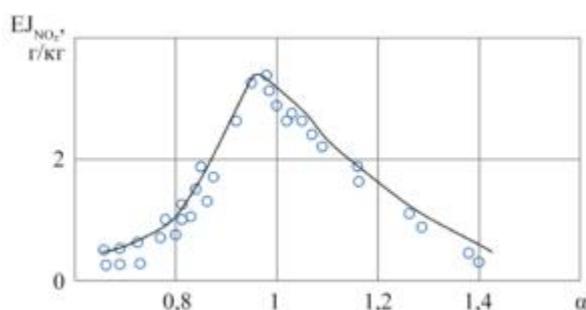


Рис. 2

Концентрация углеводородов в продуктах горения турбулентного пламени уменьшается с обеднением смеси и достигают минимума при $\alpha = 0,8$, затем с обогащением смеси происходит незначительный рост концентрации (рис. 3).

Значения концентрации оксида углерода уменьшаются с обеднением смеси (рис. 4). При этом до значения $\alpha = 1$ уменьшение значений оксида углерода резкое, а затем умеренное.

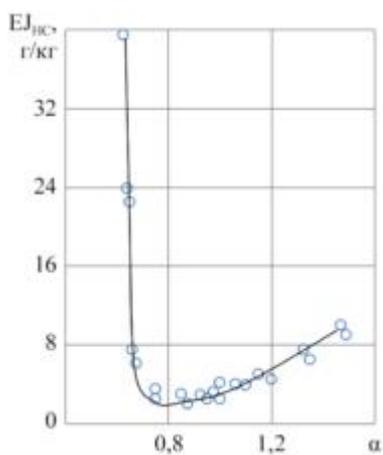


Рис. 3

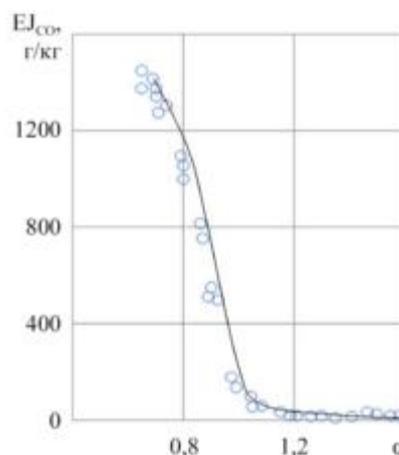


Рис. 4

По результатам исследования, при обеднении смеси уменьшается содержание всех основных токсичных веществ.

Рассмотрим горелочные устройства (форсунки), устанавливаемые в камеру сгорания двигателя НК-8. Горелочное устройство № 1 (рис. 5, а) состоит из корпуса, к которому через лопатки завихрителя крепят диффузорную втулку. Внутри диффузорной втулки находится перфорированный конический стабилизатор. Угол лопаточного завихрителя – 45°. Конфузорная втулка в горелочном устройстве № 2 (рис. 5, б) имеет выходной диаметр $d = 14$ мм, угол лопаточного завихрителя – 45°. Лопаточный завихритель горелочного устройства № 3 (рис. 5, в) имеет угол 30°, диаметр сопла конфузорной втулки ($d = 20$ мм) увеличен по сравнению с горелочным устройством № 2. В корпусе каждого из представленных горелочных устройств установлены распылитель и фильтр [4].

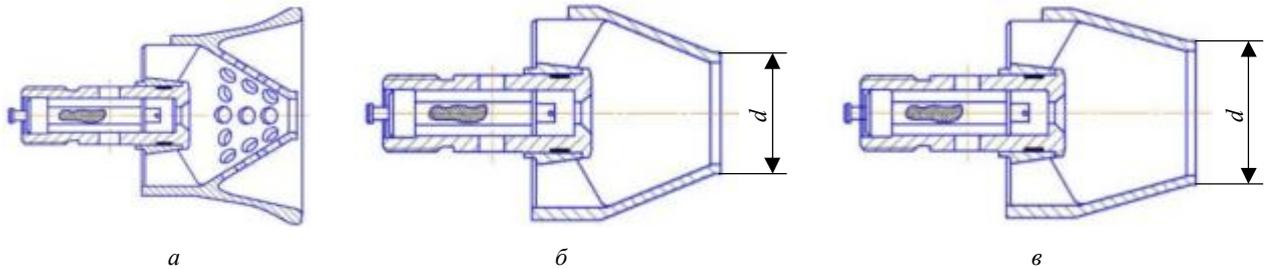


Рис. 5

Степень крутки горелочных устройств № 1, 2 достаточно высокая – $S_N > 0,6$, степень крутки горелочного устройства № 3 умеренная – $S_N = 0,4 \div 0,6$.

Степень крутки рассчитывалась при помощи зависимости [5]

$$S_N = \frac{2}{3} \frac{1 - (D_{\text{вт}}/D_{\text{зав}})^3}{1 - (D_{\text{вт}}/D_{\text{зав}})^2} \operatorname{tg}\varphi, \quad (1)$$

справедливой для кольцевых завихрителей с постоянным углом установки лопаток, где $D_{\text{вт}}$ – диаметр втулки завихрителя; $D_{\text{зав}}$ – наружный диаметр завихрителя; φ – угол установки лопаток.

Для определения площади межлопаточного канала завихрителя использована формула

$$F_{\text{зав}} = \pi \left(\frac{D_{\text{зав}}^2 - D_{\text{вт}}^2}{4} \right) \cos\varphi - \delta \left(\frac{D_{\text{зав}} - D_{\text{вт}}}{2} \right) n, \quad (2)$$

где δ – толщина лопатки завихрителя; $n = 8$ – число лопаток; φ – угол установки лопаток.

Экспериментальные данные были получены с помощью установки, схема которой показана на рис. 6.

Пробы газа для анализа отбирались пятиточечным охлаждаемым газосборником, установленным на выходе на срезе отсека. На входе в отсек устанавливались исследуемые горелочные устройства [6].

Воздух подавался через лопаточный завихритель с объемным расходом $G_{\text{в}} = 0,02$ кг/с. Диапазон изменения коэффициента избытка воздуха в экспериментах $\alpha = 1 \div 1,8$ соответствовал значениям коэффициента избытка воздуха в зоне горения камеры сгорания в составе двигателя. Начальная температура воздушного потока перед поступлением в рабочую часть установки составляла $T_{\text{н}} = 473$ К [7].

Экспериментально было установлено, что для всех исследованных горелочных устройств характерно уменьшение концентрации углеводородов, оксидов углерода и азота при обеднении смеси, хотя абсолютные уровни несколько отличаются для каждого горелочного устройства (рис. 7).

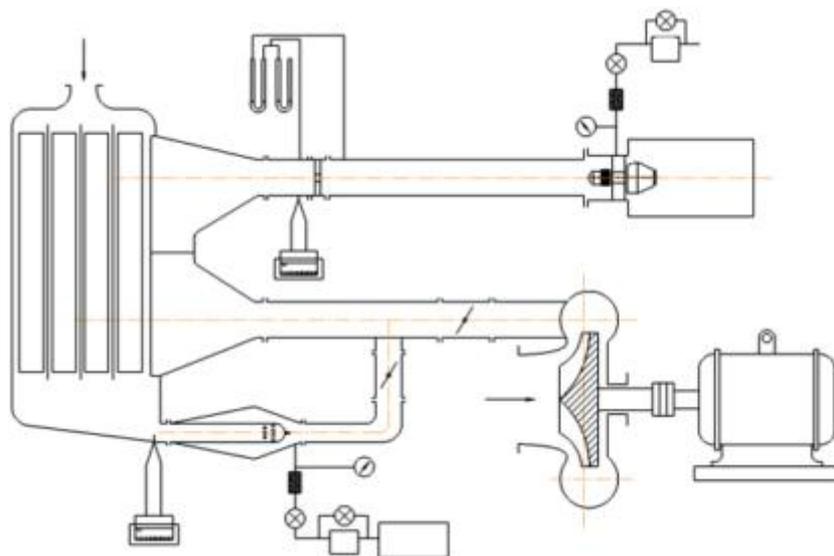
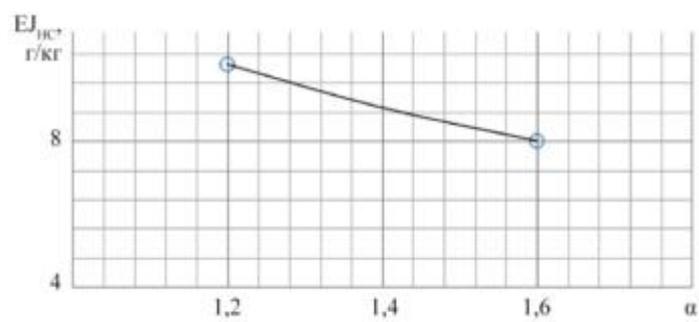
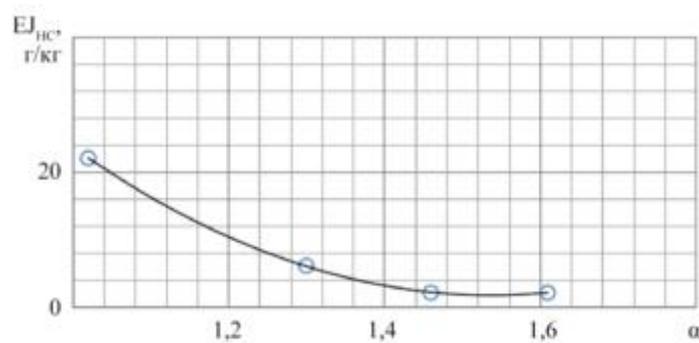


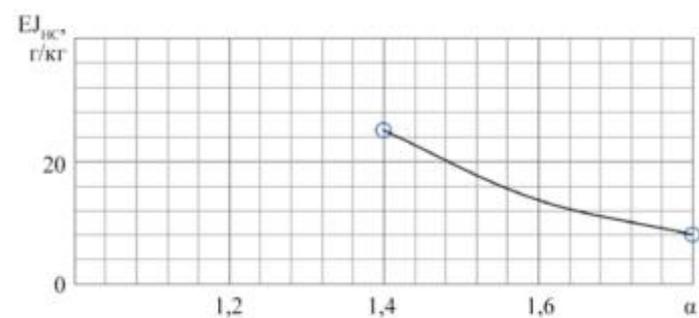
Рис. 6



а



б



в

Рис. 7 (Начало)

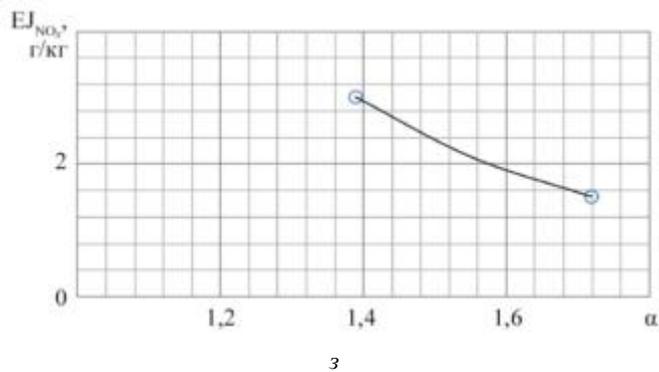
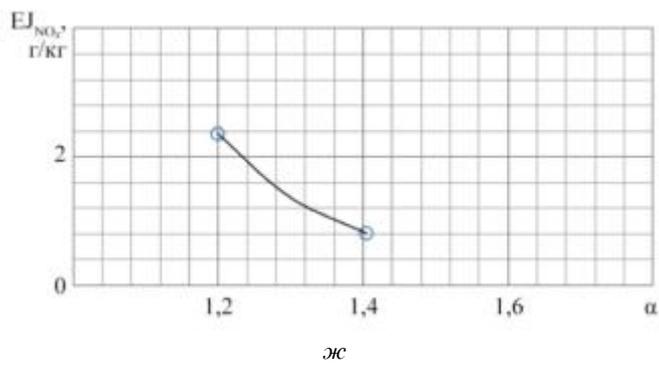
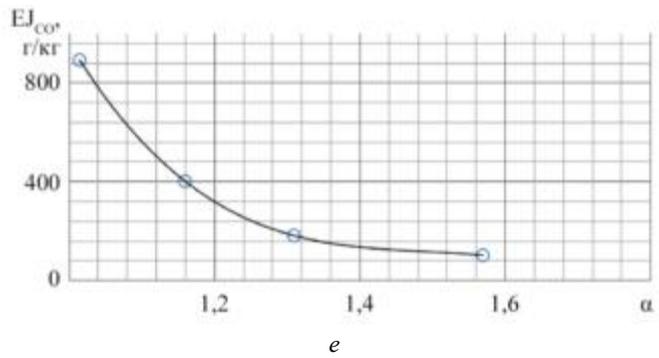
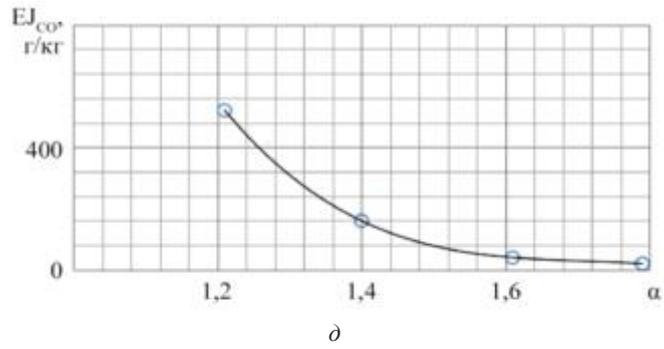
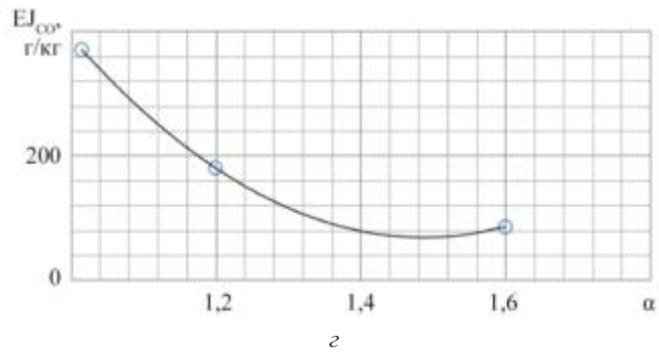


Рис. 7 (Продолжение)

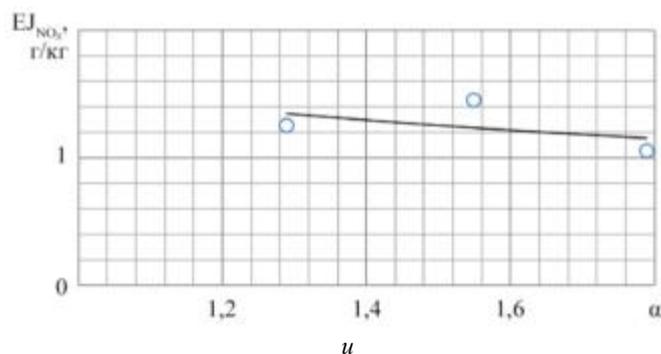


Рис. 7 (Окончание)

При сопоставлении эмиссионных характеристик различных вариантов горелочных устройств установлено, что в случае устройства № 1 наблюдаются самые низкие значения уровня углеводородов (рис. 7, а–в), также самые низкие значения оксида углерода зафиксированы у данного горелочного устройства (рис. 7, г–е). У горелочных устройств № 2, 3 наблюдаются минимальные значения концентрации оксидов азота (рис. 7, ж–и).

Для сравнения приведем зависимости оксидов азота (рис. 8), оксида углерода (рис. 9), углеводородов (рис. 10) от коэффициента избытка воздуха α для гомогенной смеси турбулентного пламени и на срезе одного горелочного отсека при $W = 32$ м/с ; $T_n = 573$ К .

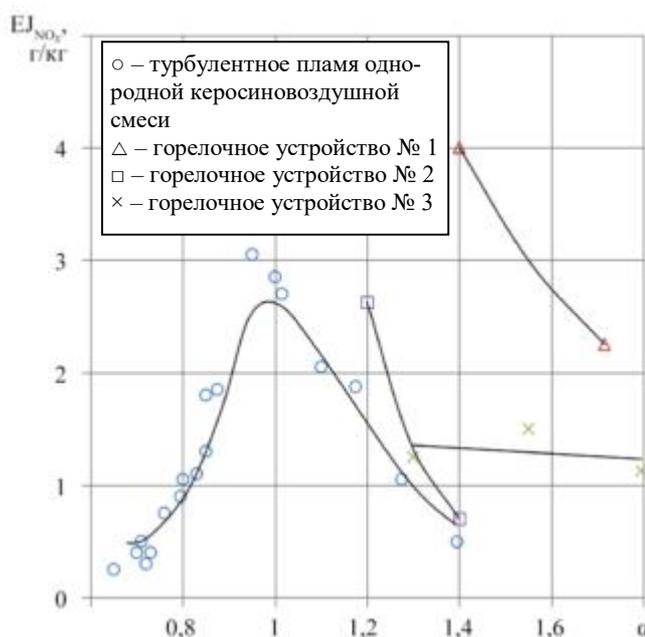


Рис. 8

Согласно представленным данным (см. рис. 8) индексы эмиссии оксида азота, зафиксированные в процессе функционирования горелки № 2, сопоставимы с аналогичными показателями, характерными для турбулентного пламени однородной керосиновоздушной смеси. Аналогичная закономерность отмечается и для индексов эмиссии оксида углерода (см. рис. 9). Уровень выбросов углеводородов за горелочным устройством № 2 в наибольшей степени соответствует уровню выбросов углеводородов в турбулентном пламени однородной керосиновоздушной смеси (см. рис. 10).

Полученные эмиссионные характеристики исследуемых конструкций горелочных устройств подтверждают ранее установленные зависимости образования углеводородов, оксида углерода и оксидов азота, выявленные при исследовании процессов сгорания в условиях однородных гомогенных топливно-воздушных смесей.

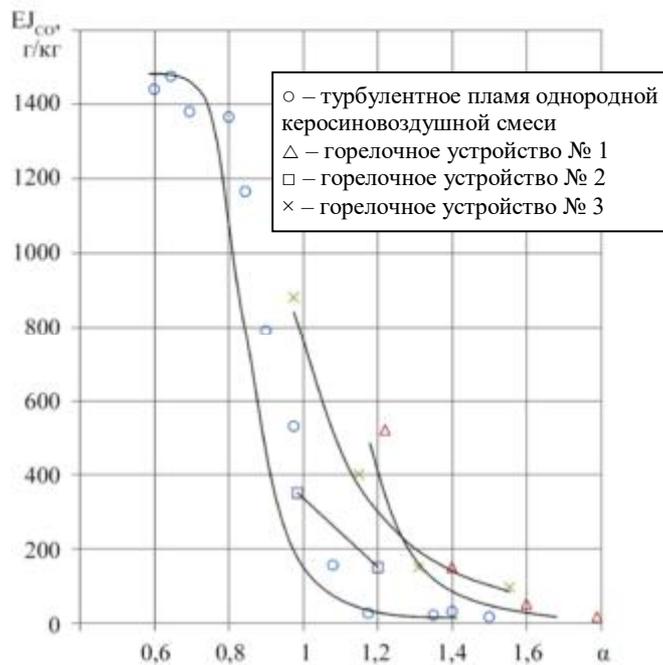


Рис. 9

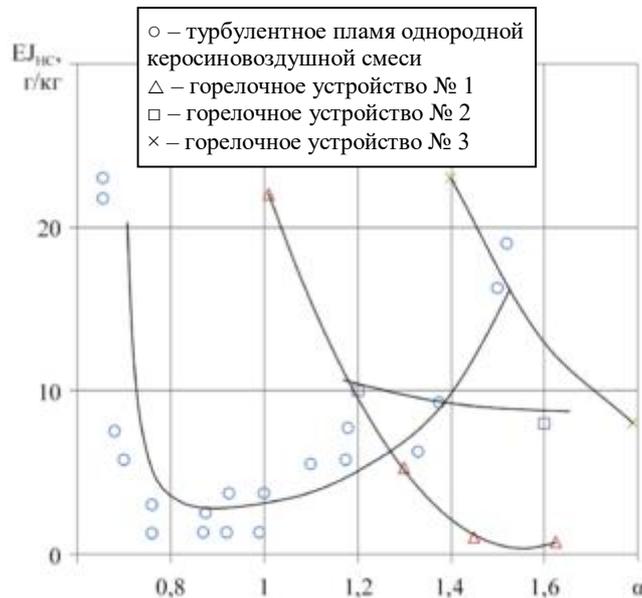


Рис. 10

В ходе исследования различных конструкций горелочных устройств в заданном диапазоне изменения коэффициента избытка воздуха установлено, что абсолютные значения концентрации оксида углерода превышают показатели, полученные при анализе характеристик однородных гомогенных смесей [8]. Концентрация оксидов азота в случае горелочных устройств № 2, 3 в области $\alpha = 1,2$ близка к соответствующим величинам, характерным для однородной гомогенной смеси. При дальнейшем обеднении смеси абсолютные значения концентрации оксидов азота находятся на промежуточном уровне относительно значений концентрации продуктов горения однородной керосиновоздушной смеси.

Таким образом, по результатам проведенного анализа можно сделать следующие выводы.

Закономерности изменения концентраций углеводородов, оксида углерода и оксидов азота в зависимости от коэффициента избытка воздуха α для исследованных горелочных устройств соответствуют зависимостям, полученным при исследовании эмиссионных характеристик однородных гомогенных смесей.

Уровни концентрации токсичных компонентов (углеводородов, оксидов углерода и азота), регистрируемые при сгорании однородных гомогенных смесей, демонстрируют наибольшую корреляцию с показателями, зафиксированными в зоне пламени горелочного устройства № 2.

Степень крутки $S_N > 0,6$ горелочного устройства № 2 обеспечивает высокое качество смешения топлива с воздухом, приближающееся к характеристикам однородной гомогенной смеси.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гриценко Е.А. и др. Некоторые вопросы проектирования авиационных газотурбинных двигателей. Самара: СНЦ РАН, 2002. 527 с.
2. Бакланов А.В. Малоэмиссионная камера сгорания диффузионного типа с микропламенным горением для конвертированного авиационного газотурбинного двигателя // Вестник МАИ. 2017. № 2. С. 57–68.
3. Ланский А.М. и др. Метод расчета малоразмерных камер сгорания // Изв. вузов. Авиационная техника. 2019. № 3. С. 109–114.
4. Бакланов А.В. Применение многопламенного горения в камере сгорания для повышения эффективности сжигания газа // Вестник МАИ. 2022. № 2. С. 88–94.
5. Lefebvre A.H., Ballal D.R. Gas Turbine Combustion: Alternative Fuels and Emissions. CRC Press, 2010. 557 p.
6. Маркушин А.Н., Бакланов А.В. Результаты испытаний закоксованных форсунок камер сгорания семейства НК промывкой смесью керосина с техническим моющим средством // Тр. МАИ [Электронный журнал]. URL: https://trudymai.ru/upload/iblock/1c1/Markushin_Baklanov_rus.pdf?ysclid=m8dc5k9h92357520149 2018. № 99 (дата обращения: 27.01.2025).
7. Бакланов А.В., Валиев Ф.М. Методы и средства диагностирования технического состояния камер сгорания газотурбинных двигателей. Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2020. 96 с.
8. Коцюбинский С.В., Равикович А.Ю. Особенность форсунок открытого типа камер сгорания газотурбинных двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2014. № 2. С. 67–71.

Поступила в редакцию 27.02.25

После доработки 3.03.25

Принята к публикации 3.03.25

Investigation of the Formation of Toxic Substances in the Combustion Products of a Turbulent Flame

A.V. BAKLANOV AND F.M. VALIEV

Tupolev Kazan National Research Technical University, Kazan

The paper describes the test bench equipment and the results of a study on the content of toxic substances in the combustion products of a turbulent flame of a homogeneous kerosene-air mixture as well as in the combustion products at the outlet of several variants of burner devices. The content of toxic substances is presented as a function of the excess air coefficient. A burner device with a minimum content of toxic substances has been selected.

Kerosene, turbulent combustion, burner device, combustion products, carbon oxides, nitrogen oxides, emission index

Исследование массообмена зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива

Представлены результаты экспериментальных исследований процесса массообмена зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива в камере сгорания с внезапным расширением. Получены зависимости времени пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции от характерного размера, начальной скорости и турбулентности набегающего потока. Показано, что интенсивность процесса массообмена зоны рециркуляции с основным потоком алюминиево-воздушной смеси с размером частиц $d_{32} = 7,4$ мкм так же, как в случае газовой смеси, можно оценивать безразмерным временем пребывания.

А.Г. ЕГОРОВ,
д-р техн. наук,
А.С. ТИЗИЛОВ,
канд. техн. наук
(ТГУ, Тольятти)
eag@tltsu.ru

Камера с внезапным расширением, аэровзвесь, время пребывания, частицы алюминия, основной поток, массообмен

В газодисперсных потоках на процессы переноса значительно влияет дисперсная фаза. Только в том случае, если частицы очень малы и в силу этого их движение практически ничем не отличается от движения несущих молекул газа, получают равенство коэффициентов турбулентной диффузии частиц и среды [1].

Двухфазные течения при отрыве потока после внезапного расширения трубы исследуются в работах [1–5], где показано, что малоинерционные частицы вовлекаются в циркуляционное движение, тогда как крупные частицы, проходя через область сдвигового течения, не попадают в отрывную зону.

Согласно работе [6] можно предположить, что обмен между зоной рециркуляции и основным газодисперсным потоком, содержащим частицы алюминия со средним диаметром $d_{32} < 10$ мкм, так же, как и в случае газовой смеси, происходит в основном за счет турбулентной диффузии.

При диффузионном обмене время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции $\tau_{зр}$ можно рассчитать следующим образом:

$$\tau_{зр} = \frac{V_{зр} H}{S_{зр} D_{зр}},$$

где $V_{зр}$, $S_{зр}$ – объем и площадь боковой поверхности зоны рециркуляции; H – характерный размер стабилизатора.

Зная среднее время пребывания и размеры зоны, из данной формулы можно вычислить средний коэффициент диффузии $D_{зр}$.

Согласно исследованиям [6] значение $\tau_{зр}$ пропорционально характерному размеру стабилизатора H и обратно пропорционально скорости набегающего потока u_0 . Тогда время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции при внезапном расширении канала можно определить из формулы [7]:

$$Z = \frac{\tau_{зр} u_0}{H},$$

где Z – безразмерное время.

В настоящее время считается, что механизм стабилизации в потоке с помощью отрывных течений хорошо изучен [8]. Однако из-за многообразия факторов, влияющих на процесс стабилизации пламени в потоке псевдожидкого топлива, требуются дополнительные исследования. Рециркуляционное течение в зоне отрыва влияет на интенсивность процессов переноса импульса, теплоты и массы и в значительной мере определяет структуру турбулентного двухфазного течения [1]. В связи с этим механизм стабилизации пламени в камере с внезапным расширением прежде всего требует изучения закономерностей процесса массообмена между зоной рециркуляции и основным потоком псевдожидкого топлива.

Экспериментальное оборудование и методика проведения исследований подробно описаны в работе [3].

Известно [9–12], что аэродинамической структурой газодисперсного потока определяется распределение в нем времени пребывания частиц горючего и окислителя. В связи с этим необходимо было прежде всего исследовать структуру течения алюминийно-воздушного потока в осесимметричном канале с внезапным расширением.

Было выявлено [3], что концентрация частиц по длине зоны рециркуляции неравномерна. В донном вихревом течении наблюдалась поперечная миграция частиц, из-за чего увеличивалась концентрация наиболее крупных частиц в пристенной области.

Общим параметром, определяющим устойчивость горения в потоке горючей смеси, являются геометрические параметры зоны рециркуляции и температура в ней. Влияние начальной турбулентности потока псевдожидкого топлива на длину зоны рециркуляции определяли сравнением ее длины при наличии турбулизирующей решетки во входном канале и без нее. Турбулизирующая решетка устанавливалась на расстоянии $l_p = 0,02$ м до плоскости внезапного расширения.

В турбулентных двухфазных течениях природа влияния твердых частиц на газообразный поток сложна, и частицы могут являться своеобразными дискретными детурбулизаторами и дестабилизаторами [13]. Влияние начальной турбулентности и характерного параметра H на длину зоны рециркуляции в холодном потоке алюминийно-воздушной смеси (частицы алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм) демонстрирует рис. 1.

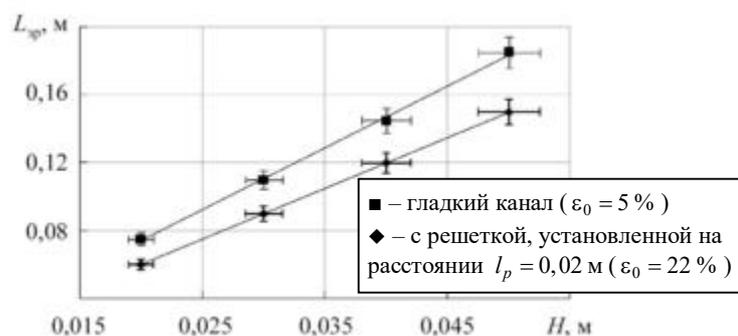


Рис. 1

Как видим (см. рис. 1), с установкой решетки (увеличением начальной турбулентности) длина зоны рециркуляции уменьшается, как и в случае газозвушной смеси [5].

Для представления о турбулентном обмене зоны рециркуляции с основным потоком аэрозвеси частиц алюминия в канале с внезапным расширением необходимо получить зависимости времени пребывания частиц в зоне рециркуляции от размера стабилизатора, скорости и турбулентности основного потока.

На рис. 2 представлена зависимость времени пребывания частиц алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм в зоне рециркуляции от характерного размера стабилизатора H в потоке без горения ($\epsilon_0 = 5\%$, $u_0 = 50$ м/с).

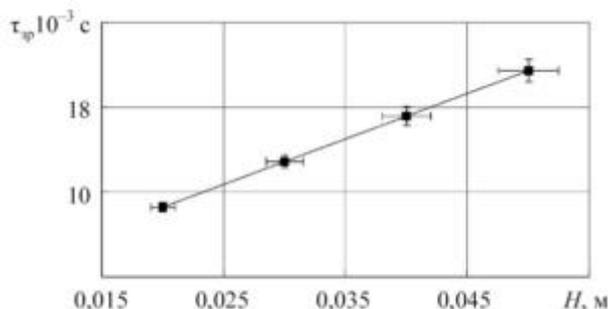


Рис. 2

Как видим (см. рис. 2), время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции в канале с внезапным расширением, так же, как и газа в зоне за плохообтекаемым телом, пропорционально размеру стабилизатора.

Поскольку размеры зоны рециркуляции со скоростью практически неизменны, время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции $\tau_{зр}$ должно изменяться обратно пропорционально скорости потока u_0 .

На рис. 3 показано влияние начальной скорости и интенсивности турбулентности основного потока на время пребывания частиц алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм в зоне рециркуляции ($D_{кк} = 0,04$ м).

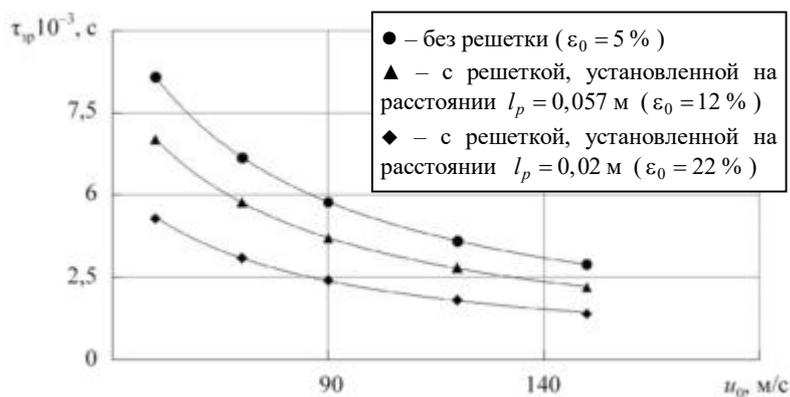


Рис. 3

Как видим (см. рис. 3), с увеличением скорости и ростом начальной интенсивности турбулентности среднее время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции уменьшается.

Можно предположить, что уменьшение времени пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции при установке решетки связано с уменьшением длины зоны рециркуляции.

Таким образом, была построена зависимость продолжительности нахождения частиц алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм в зоне рециркуляции от параметров H , u_0 , ϵ_0 . Установлено, что форма полученной кривой качественно совпадает с аналогичным распределением времени пребывания частиц дыма в зоне рециркуляции за плохообтекаемым телом.

Было установлено, что в потоке псевдожидкого топлива при турбулентности ($\epsilon_0 = 5\%$) время пребывания частиц алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм в зоне рециркуляции можно рассчитать по формуле

$$\tau_{зр} = Z \frac{H}{u_0},$$

где $Z = 21,5$.

В потоке псевдожидкого топлива с повышенной турбулентностью при установке решетки на расстоянии $l_p = 0,02$ м ($\epsilon_0 = 22\%$) значение безразмерного времени пребывания составило 10,8. При уменьшении значения безразмерного времени пребывания можно говорить об интенсификации процесса массообмена зоны рециркуляции с основным потоком.

В работе [14] отмечено, что с помощью полученных характеристик турбулентного потока в осесимметричном канале с внезапным расширением можно рассчитать время пребывания газа в зоне рециркуляции по формуле

$$\tau_{зр} = 23,8 \frac{H}{u_0}.$$

Учитывая удовлетворительное совпадение значения безразмерного времени пребывания Z , полученного в настоящей работе, со значениями этого параметра для газозвушной смеси, определенного другим методом [14], можно сделать вывод о том, что в холодном потоке при турбулентности $\varepsilon_0 = 5\%$ время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции может быть определено аналогично газовой среде – по формуле.

Используя полученные по результатам эксперимента значения u_0 , $V_{зр}$, $S_{зр}$ и зная безразмерное время пребывания Z , можно определить средний коэффициент турбулентной диффузии зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива по формуле

$$D_{зр} = \frac{V_{зр} u_0}{S_{зр} Z}.$$

Согласно опытным данным коэффициент турбулентной диффузии зоны рециркуляции в камере с внезапным расширением можно рассчитать следующим образом:

$$D_{зр} = 0,013 u_0 H.$$

По экспериментальным значениям времени пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции, при постоянном значении скорости потока $u_0 = 50$ м/с и разных размерах стабилизаторов были получены значения среднего коэффициента турбулентной диффузии $D_{зр}$ зоны рециркуляции в потоке без горения с турбулентностью $\varepsilon_0 = 5\%$ (рис. 4).

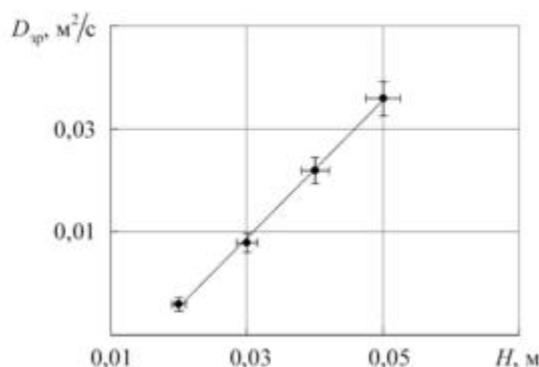


Рис. 4

Параметры зоны рециркуляции при горении и холодных потоках существенно отличаются. Экспериментально было определено время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции в потоке с горением при $\alpha = 0,2 \div 1,4$. При турбулентности $\varepsilon_0 = 5\%$ время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции $\tau_{зр}$ составило 25 мс. Увеличение времени пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции с 8,6 до 25 мс по сравнению с холодным потоком объясняется увеличением длины зоны рециркуляции в 1,4 раза и уменьшением общего уровня турбулентности в ней.

Зависимость среднего коэффициента диффузии зоны рециркуляции от характерного размера стабилизатора в потоке аэрозвеси частиц алюминия с горением представлена на рис. 5.

По результатам обработки и анализа данных, полученных при испытаниях с горением, в потоке псевдожидкого топлива с турбулентностью время пребывания частиц алюминия диаметром $d_{32} = 7,4$ мкм в зоне рециркуляции можно определить по формуле

$$\tau_{зр} = 54 \frac{H}{u_0}.$$

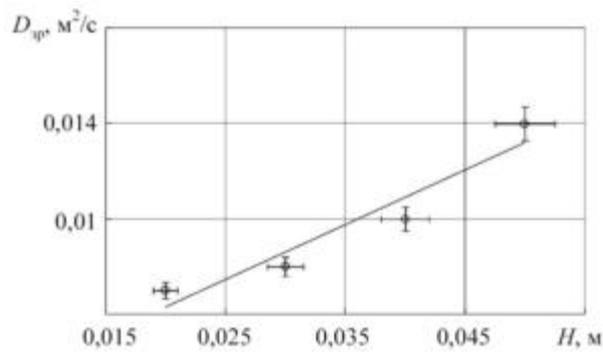


Рис. 5

Анализируя отношение безразмерного времени пребывания в потоках без горения и с горением для газовой смеси в двумерном канале с внезапным расширением [15], а также рассматривая аналогичный показатель для потока аэрозвеси частиц алюминия в осесимметричном канале с внезапным расширением, получили значения, равные 2,1 и 2,5. В связи с этим можно предположить, что и в случае горения процессы теплообмена зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива также можно оценивать безразмерным временем пребывания.

В результате проведенных исследований установлено, что время пребывания частиц алюминия в зоне рециркуляции увеличивается с увеличением характерного размера стабилизатора H и уменьшается с ростом скорости u_0 и интенсивности турбулентности ε_0 основного потока псевдожидкого топлива.

Показано, что интенсивность процесса массообмена зоны рециркуляции с основным потоком псевдожидкого топлива в исследованном диапазоне размеров частиц в холодном потоке и потоке с горением можно оценивать безразмерным временем пребывания.

Используя полученные в настоящей работе значения безразмерного времени пребывания, можно определить скорость срыва, если известны состав, кинетические характеристики псевдожидкого топлива и размеры стабилизатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Терехов В.И., Пахомов М.А. Моделирование турбулентного газодисперсного потока при внезапном расширении в трубе // Теплофизика и аэромеханика. 2008. № 4. С. 629–642.
2. Данильченко В.П. и др. Исследование распространения двухкомпонентной закрученной струи в канале // Изв. вузов. Авиационная техника. 1976. № 3. С. 23–27.
3. Егоров А.Г., Русаков М.М., Шайкин А.П. Определение времени пребывания гетерогенного топлива в зоне обратных токов // Изв. вузов. Авиационная техника. 1999. № 2. С. 69–71.
4. Егоров А.Г., Мигалин К.В., Шайкин А.П. Экспериментальное исследование процессов воспламенения и стабилизации пламени порошкообразного алюминия в камере сгорания с внезапным расширением // Изв. вузов. Авиационная техника. 1989. № 2. С. 85–86.
5. Егоров А.Г. и др. Влияние начальной турбулентности на сгорание мелкодисперсного топлива // Изв. вузов. Авиационная техника. 1991. № 1. С. 97–98.
6. Бовина Т.А. Исследование обмена между зоной рециркуляции за стабилизатором и внешним потоком и некоторые вопросы стабилизации пламени // Горение при пониженных давлениях и некоторые вопросы стабилизации пламени в однофазных и двухфазных системах: Сб. ст. М.: Изд-во АН СССР, 1960. С. 58–70.
7. Щетинков Е.С. Физика горения газов. М.: Наука, 1965. 739 с.
8. Мингазов Б.Г., Мухаметгалиев Т.Х. Исследование механизма стабилизации пламени в неоднородных по фазе топливовоздушных смесях // Изв. вузов. Авиационная техника. 2020. № 1. С. 93–96.
9. Ярин Л.П., Сухов Г.С. Основы теории горения двухфазных сред. Л.: Энергоатомиздат, 1987. 240 с.
10. Шатиль А.А. Сжигание природного газа в камерах сгорания газотурбинных установок. Л.: Недра, 1972. 320 с.
11. Медников Е.П. Турбулентный перенос и осаждение аэрозолей. М.: Наука, 1980. 176 с.
12. Гиринович Т.А. и др. Экспериментальное исследование турбулентной струи, несущей тяжелые примеси // Механика жидкости и газа. 1981. № 5. С. 26–31.
13. Горбис З.Р. Теплообмен и гидродинамика сквозных потоков. М.: Энергия, 1970. 423 с.

14. Левин А.М. Принципы рационального сжигания газа. Л.: Недра. 1977. 247 с.
15. Малая Э.М. Аэродинамика, процессы горения и теплообмена ограниченных струйных течений. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1987. 160 с.

Поступила в редакцию 4.01.25
После доработки 18.02.25
Принята к публикации 20.02.25

Investigation of Mass Transfer in the Recirculation Zone with the Main Flow of Pseudoliquid Fuel

A.G. EGOROV AND A.S. TIZILOV

TSU, Togliatti

The paper presents results of experimental studies on the mass transfer process between the recirculation zone and the main flow of pseudoliquid fuel in a combustion chamber with sudden expansion. Dependencies of the residence time of aluminum particles in the recirculation zone on the characteristic size H , initial velocity u_0 , and turbulence intensity ε_0 of the incoming flow have been obtained. It has been demonstrated that the intensity of the mass transfer process between the recirculation zone and the main flow of an aluminum-air mixture with the particle sizes $d_{32} = 7.4 \mu\text{m}$, as well as for a gas-air mixture, can be estimated using the dimensionless residence time.

Sudden expansion chamber, aerosol suspension, residence time, aluminum particles, main flow, mass transfer