

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана»
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Калужский филиал МГТУ имени Н. Э. Баумана»
Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского

НАУКОЕМКИЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРИБОРО - И МАШИНОСТРОЕНИИ И РАЗВИТИЕ ИННОВАЦИОННОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ В ВУЗе

**Материалы
Региональной научно-технической конференции**

Том 1



Москва, 2014

УДК 378:001.891
ББК 74.58:72
Н34

Руководители конференции

А. В. Царьков (директор КФ МГТУ им. Н. Э. Баумана);
А. А. Столяров (зам. директора по научной работе)

Оргкомитет конференции

А. А. Столяров (председатель оргкомитета);
В. В. Лебедев (ученый секретарь);
Е. Н. Малышев; Г. В. Орлик; А. П. Коржавый; А. А. Жинов;
Ю. П. Корнюшин; А. И. Пономарев; А. К. Рамазанов; А. А. Анкудинов;
Б. М. Логинов; В. Г. Косушкин; В. В. Андреев; А. В. Мазин; А. А. Шубин;
А. К. Горбунов; А. В. Максимов; М. В. Астахов; Е. Н. Сломинская;
О. Л. Перерва; Г. И. Ловецкий; А. Ю. Красноглазов; В. М. Алакин

Н34 **Наукоемкие** технологии в приборо- и машиностроении и развитие инновационной деятельности в вузе : материалы Региональной научно-технической конференции, 22–25 апреля 2014 г. Т. 1. — М. : Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. — 266 с.

ISBN 978-5-7038-3956-0 (т. 1)
ISBN 978-5-7038-3955-3

В сборнике материалов Региональной научно-технической конференции представлены результаты научных исследований, выполненных учеными в течение ряда лет. Систематизированы материалы различных научных школ. Результатами научных исследований являются новые методы, вносящие вклад в развитие теории, а также прикладные задачи, воплощенные в конструкции и материалы.

УДК378:001.891
ББК 74.58:72

ISBN 978-5-7038-3956-0 (т. 1)
ISBN 978-5-7038-3955-3

© Коллектив авторов, 2014
© Калужский филиал МГТУ
им. Н. Э. Баумана
© Издательство МГТУ
им. Н. Э. Баумана, 2014

СЕКЦИЯ 1.

ПРОГРЕССИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ОБОРУДОВАНИЕ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ В МАШИНОСТРОЕНИИ

ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ МДО-ПОКРЫТИЯ НА ТЕПЛОПРОВОДНОСТЬ ЦИРКОНИЯ

Штокал А.О.¹, Шаталов В.К.²

¹аспирант, инженер-конструктор I кат.; ²профессор, зав. кафедры М5-КФ, доктор технических наук
e-mail: ¹cuauthemoc1@yandex.ru; ²vkshatalov@yandex.ru

В 2017 году планируется запуск космической обсерватории «Спектр-УФ», основным инструментом которой является телескоп Т-170М (см. рис. 1).

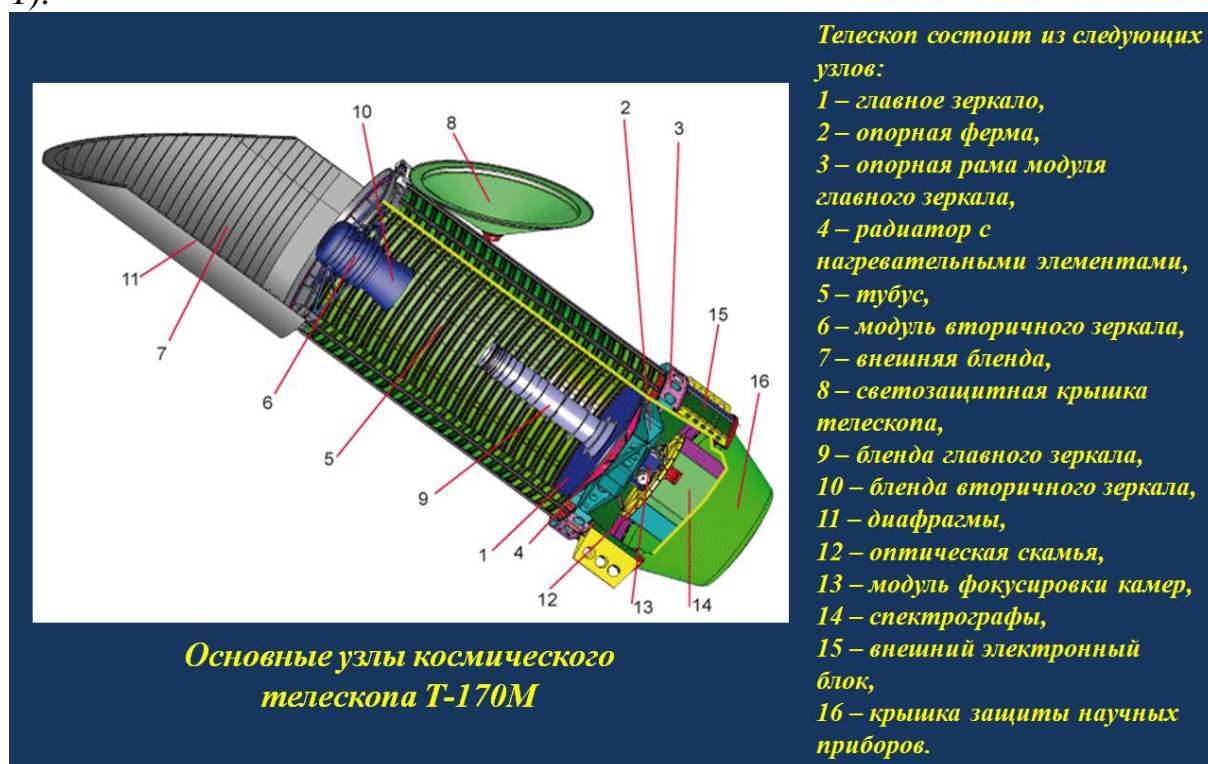


Рис. 1. Космический телескоп Т-170М.

Между блендой главного зеркала и рамой узла главного зеркала, изображённых на рисунке 2, необходимо создать теплоразвязку. Деталь, обеспечивающая теплоразвязку, должна обладать теплопроводностью не более

$2,5 \frac{Вт}{м \cdot К}$ и условным пределом текучести на сжатие не менее 125 МПа.

Технология микродугового оксидирования отработана для группы вентильных металлов [1], к которым относится цирконий. Учитывая низкую теплопроводность оксида циркония ZrO_2 , в качестве материала детали предлагается использовать цирконий, а на поверхность детали нанести МДО-покрытие, которое должно существенно снизить теплопроводность детали.

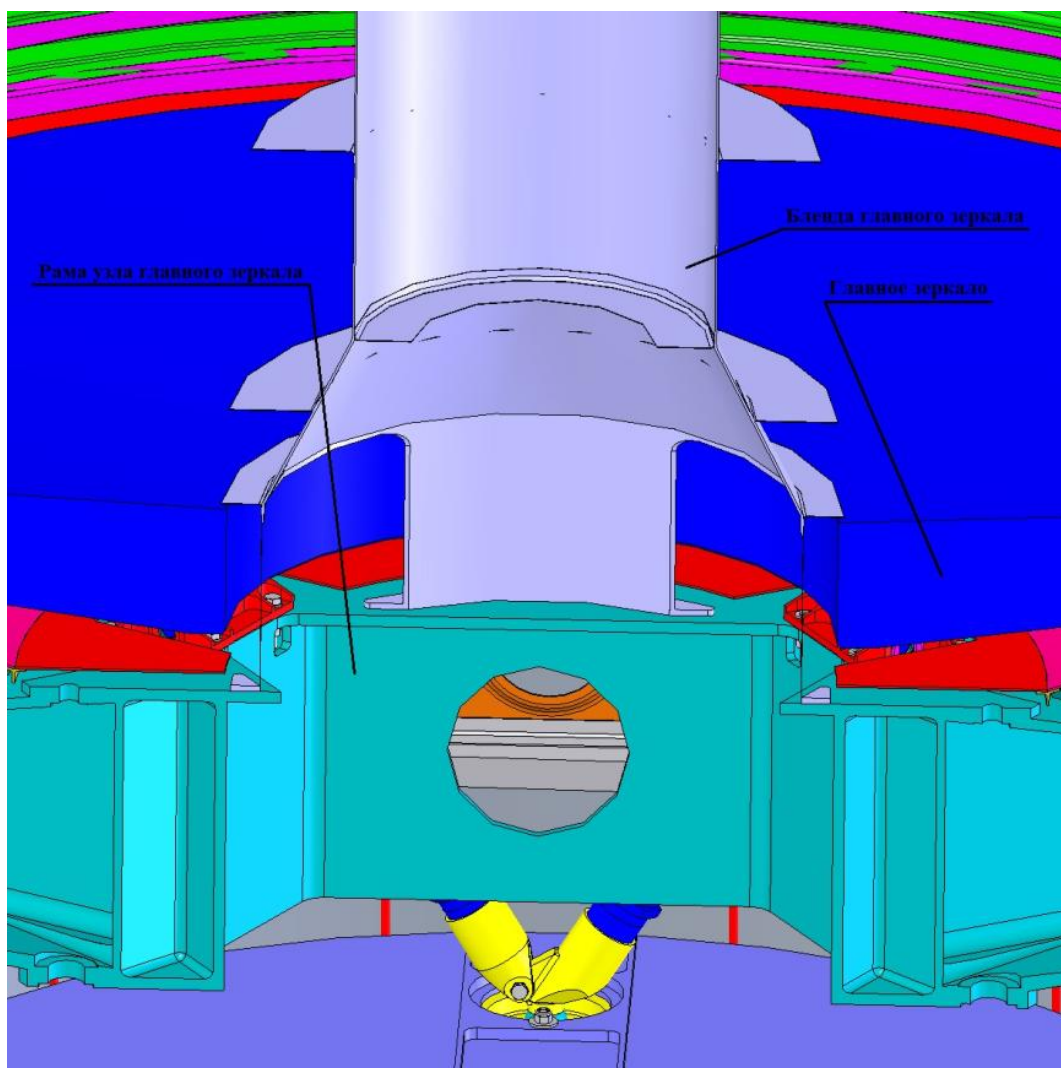


Рис. 2. Узел главного зеркала.
В качестве материала основы был выбран цирконий 702.



Рис. 3. Лист из циркония 702.

Предел текучести циркония 702 составляет 205 МПа, что больше, чем 125 МПа. Таким образом, требование по прочности будет выполнено благодаря свойствам материала основы.

На фотографиях ниже приведены МДО-покрытия циркониевых пластинок, полученные в кислотном и солевом электролитах.



Рис. 4. МДО-покрытие листа из циркония 702, полученное в кислотном электролите.

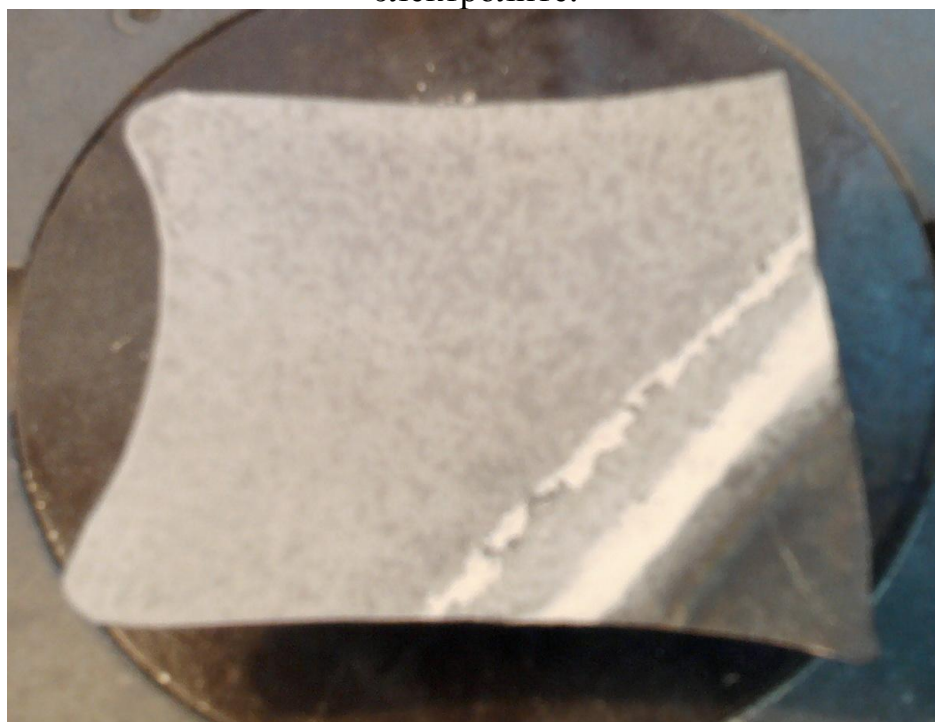


Рис. 5. МДО-покрытие листа из циркония 702, полученное в солевом электролите.

Таблица 1. Режимы формирования МДО-покрытия и теплопроводность композитного материала.

Образец, №	Толщина образца, мм	Напряжение, В	Электролит	Время экспозиции, мин	Толщина покрытия, мкм	Теплопроводность, $\frac{Вт}{м \cdot К}$
1	0,45	350	10 % раствор H_3PO_4	30	9	1,9666
2	0,4	300	10 % раствор H_3PO_4	60	15	1,6639
3	0,45	220	14 г/л Na_3PO_4 ; 10 % раствор H_3PO_4	33; 120	20	1,8278

Теплопроводность циркония 702 – $22,7 \frac{Вт}{м \cdot К}$.

В результате проведённого эксперимента установлена целесообразность использования циркония с нанесённым на его поверхность МДО-покрытием в качестве материала детали, обеспечивающей теплоразвязку. Значительный предел текучести материала основы позволяет воспринимать нагрузки, а МДО-покрытие на поверхности детали даже при толщине в 10 мкм снижает теплопроводность детали более чем в 10 раз по сравнению с цирконием без покрытия. Кислотный электролит способствует образованию более равномерной структуры МДО-покрытия, позволяя, таким образом, получать меньшую теплопроводность материала. С увеличением доли площади МДО-покрытия от общей площади сечения детали теплопроводность материала снижается. В случае необходимости использования теплоразвязок значительной толщины более целесообразно использовать набор тонких деталей, т.к. толстое МДО-покрытие на цирконии хуже связано с материалом основы.

Список литературы

1. Суминов И.В., Эпельфельд А.В., Людин В.Б., Борисов А.М., Крит Б.Л. Микродуговое оксидирование (обзор) // Приборы. - 2001. - № 9. - С. 13-23.

ЭТАЛОНЫ СРАВНЕНИЯ В НАНОМЕТРОЛОГИИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

Быков А.А.¹

¹Студент

e-mail: ¹pawel.byckoff@yandex.ru

Работа выполнена тезисно

Ключевые слова: нанометрология

COMPARISON STANDARDS IN NANOMETROLOGY FOR SUPPORT OF UNITY OF MEASUREMENTS

Bikov A.A.¹

¹Student

e-mail: ¹pawel.byckoff@yandex.ru

Operation is performed тезис

Keywords: nanometrology

С быстрым развитием нанотехнологий зародилось новое направление в метрологии – нанометрология. В нее входят такие же аспекты, как и в метрологию:

- эталоны единиц величин;
- стандартные образцы состава, структуры, размера, свойств;
- методы и средства калибровки в нанометровом и субнанометровом диапазонах;
- реализация наношкалы и пр.,

Эти аспекты направлены в целом на обеспечение единства измерений.

Главные задачи нанометрологии, как новой науки – обеспечение единства измерений в нанометровом масштабе, и реализация наношкалы в нанометровом и прилегающих к нему диапазонах, с помощью мер, стан-

дартных образцов состава, структур, размеров, свойств для обеспечения практически каждой единицы оборудования. Достижение предельных возможностей при измерениях длины в нанометровом диапазоне связано с использованием высокоразрешающих методов растровой электронной и сканирующей зондовой микроскопии в сочетании с лазерной интерферометрией и рентгеновской дифрактометрией при сохранении абсолютной привязки к первичному эталону метра. Важнейший этап в решении задач метрологического обеспечения линейных измерений в нанометровом диапазоне — это создание вещественных носителей размера — мер с программируемым нанорельефом поверхности. Именно такие трёхмерные меры малой длины (эталон сравнения) позволяют осуществлять комплексную калибровку и контроль основных параметров растровых электронных и сканирующих зондовых микроскопов. Приборы для измерений линейных размеров объектов исследования обеспечивают привязку измеряемых величин в нанометровой области к первичному эталону единицы длины — метру. [1]

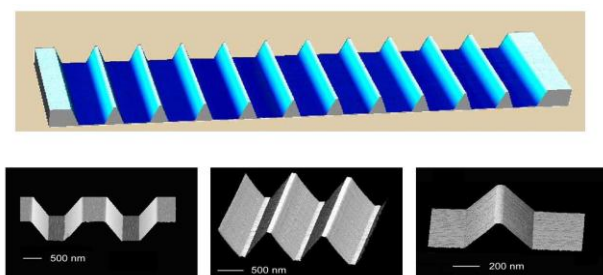


Рис. 1 Изображение эталона сравнения — меры — в атомно-силовом микроскопе

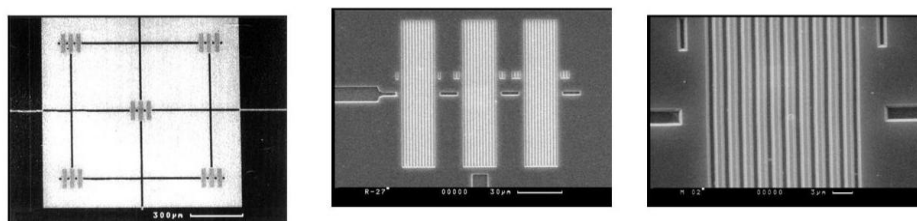


Рис. 2 Эталон сравнения — мера

Взаиморасположение кристаллографических плоскостей в мере, вид профиля шаговой структуры в растровом электронном микроскопе и его изображение в атомно-силовом микроскопе приведены на рис.3.

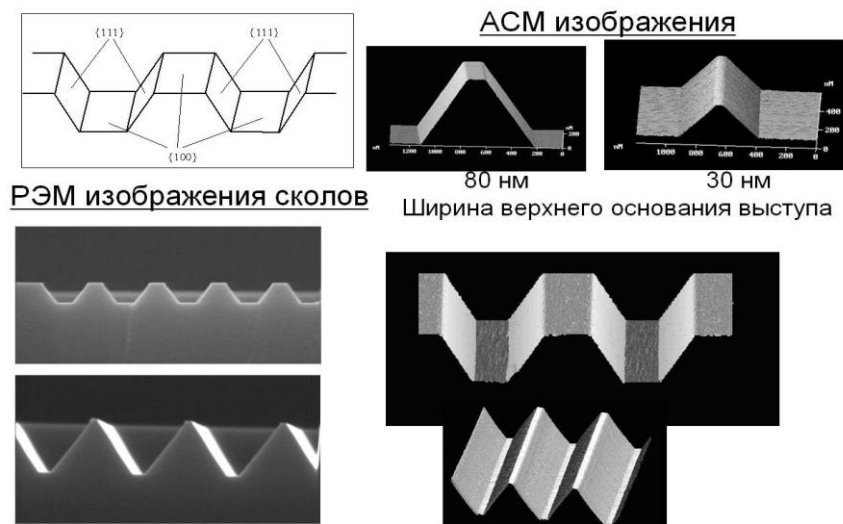


Рис. 3 Профиль эталона сравнения — меры

Номинальный размер шага структуры составляет 2 микрометра, а его точное значение (аттестованное расстояние между эквивалентными стенками конкретной пары элементов рельефа) определяются в процессе аттестации меры на эталонной установке НИЦПВ. Глубина рельефа структуры, ширина линии (ширина выступа/канавки) задаются при изготовлении меры в зависимости от решаемых задач. Длина элементов рельефа шаговой структуры составляет 100 мкм. В пользу высокого качества меры свидетельствует изображение в просвечивающем электронном микроскопе среза поперечного сечения меры толщиной порядка 50 нм (рис. 4), полученного с помощью острогофокусированного пучка ионов на приборе Multi-beam SEM — FIB — System JIB-4500. Срез осуществлён перпендикулярно плоскостям (100) и (111). В плоскости ПЭМ изображения, в режиме светлого и тёмного видны атомные плоскости (111), расстояние между которыми $d = a/3$, где a — параметр решётки кремния ($d \approx 0,314$ нм). [2]

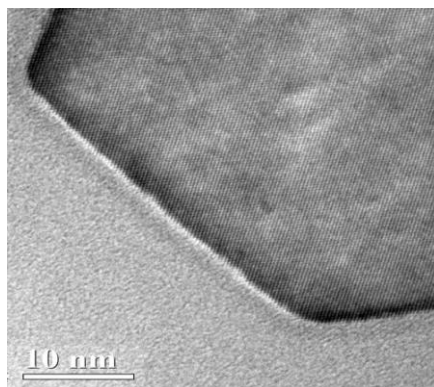


Рис. 4 ПЭМ- изображение верхнего основания меры

Аттестация мер производится на метрологическом АСМ (рис. 5). Аттестуются шаг меры и размеры верхних и нижних оснований выступов и канавок (ширина линии), а также высота (глубина) рельефа. При одном и том же шаге структуры возможно изготовление эталонов сравнения с шириной линии в диапазоне 10–1500 нм и высотой рельефа 100–1500 нм. [3]

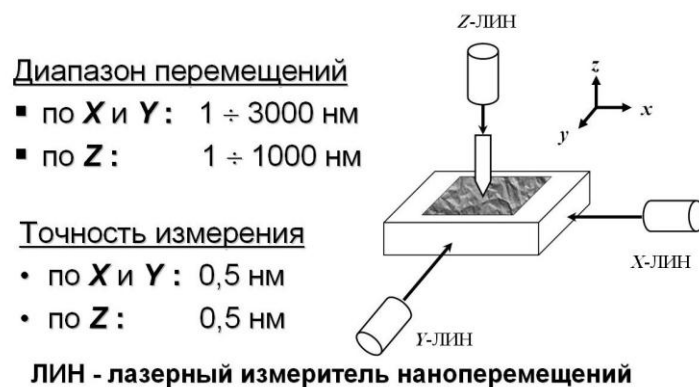


Рис. 5 Метрологический атомно-силовой микроскоп

Для решения научно-технической проблемы обеспечения единства измерений в нанотехнологиях необходимо осуществить ряд научно-методических, технических и организационных мероприятий. В первую очередь это создание новой структурной схемы передачи размера единиц величин от первичных эталонов рабочим средствам измерений. Достичь эту цель вполне реально, так как фундамент решения проблемы основан на концепции базисного эталона в котором реализована наношкала. Этот эталон — основа для передачи единиц величин в нанометровый диапазон. [4]

Список литературы

1. Новиков Ю.А., Раков А.В., Тодуа П.А. Геометрия формирования изображения в сканирующей зондовой микроскопии // Микроэлектроника. — 2008. — Т. 37, № 6. — С. 448–469.
2. Раков А.В., Новиков Ю.А., Тодуа П.А. Калибровка АСМ по трем координатам с использованием одного аттестованного размера // Измерительная техника. — 2008. — № 5. — С. 13–15.
3. Мир материалов и технологий. Нанотехнологии, метрология, стандартизация и сертификация в терминах и определениях / под ред. Ковальчука М.В. и Тодуа П.А. // М.: Техносфера, 2009.
4. Тодуа П.А. Метрология в нанотехнологии // Российские нанотехнологии. — 2007. — Т. 2, № 1–2. — С. 61–69.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВЫПОЛНЕНИЯ ПЕРЕХОДОВ ПРИ ОБРАБОТКЕ ПЛОСКОСТЕЙ И ОТВЕРСТИЙ НА МНОГООПЕРАЦИОННЫХ СТАНКА С ЧПУ

Новик О.В.¹, Калмыков В.В.²

¹студент, нет; ²старший преподаватель, нет

e-mail: ¹oli.nowik@yandex.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

Рассмотрены особенности решения задачи оптимизации последовательности выполнения переходов при обработке плоскостей и отверстий на многооперационных станка с ЧПУ. Представлены принципы автоматизированного проектирования. Показана матрица затрат вспомогательного времени. Описаны структурные элементы операции. Приведена методика решения задачи оптимизации.

Ключевые слова: *переход, перемещение, оптимизация, производительность*

OPTIMIZATION OF SEQUENCE OF PERFORMANCE OF TRANSITIONS WHEN CNC PROCESSING THE PLANES MULTIOPERATIONAL THE MACHINE

Novik O.¹, Kalmykov V.²

¹Student, no; ²Seniour lechurer, no

e-mail: ¹oli.nowik@yandex.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

Features of the solution of a problem of optimization of sequence of performance of transitions are considered when CNC processing the planes and openings on multioperational the machine. The principles of the automated design are presented. The matrix of expenses of auxiliary time is shown. Structural elements of operation are described. The technique of the solution of a problem of optimization is given

Keywords: *transition, movement, optimization, productivity*

Одним из главных направлений автоматизации процессов механической обработки заготовок мелкосерийного и серийного машиностроения является применение станков с числовым программным управлением (ЧПУ). Станки с ЧПУ обладают гибкостью и универсальностью присущей

универсальным станкам, а также точностью и производительностью характерными для станков - автоматов.

Множество факторов, влияющих на производственный процесс, затрудняют формулировку задачи, решение которой вызывает определенный интерес с точки зрения математики (рис.1).

Исходными данными для исследования является чертеж детали типа корпус, известно расположение детали на станке, нулевая точка, количество переходов на обработку поверхности.

При проектировании технологических процессов для изготовления деталей на станках с числовым программным управлением выбор оптимальной последовательности и содержания переходов имеет свои особенности.

Последовательность выполнения переходов при обработке детали на станке с ЧПУ базируется на принципах:

- обеспечение максимально возможной и целесообразной концентрации переходов в одной операции;

- работа с оптимальными припусками и минимальными напусками, что дает возможность сократить количество применяемого режущего инструмента, повысить точность и производительность обработки;

- сокращение вспомогательного времени с учетом характеристик станков, по затратам времени на позиционирование, вспомогательные ходы, смену инструмента, поворот стола и т. д.;

- максимальное использование возможностей станков и ограничений по точностным параметрам станков, длине вылетов консольного инструмента, диаметру фрез и т. д.

Обработка корпусных заготовок на многооперационных станках имеет также ряд особенностей.

1. В первую очередь фрезеруются торцевой или концевой фрезой наружные плоские поверхности, затем уступы, пазы, выступы. Затем фрезеруют внутренние плоские поверхности и пазы, расположенные на некотором расстоянии от наружных плоских поверхностей детали.

2. Последовательность переходов фрезерования плоскостей, расположенных на различных сторонах детали зависит, от точности их относительного расположения и затрат времени на смену инструмента, поворот стола и перемещение узлов станка. При чистовой обработке плоскостей следует максимально приближать друг к другу чистовые переходы, стремясь уменьшить число изменений положения инструмента и детали, влияющих на точность обработки.

3. При выполнении сверлильно-расточных переходов сначала осуществляют черновые переходы обработки основных отверстий и отверстий диаметром более 30 мм в сплошном металле, затем аналогичные переходы обработки отверстий детали, полученных в заготовке. Далее обрабатывают

торцевые поверхности, канавки, фаски и другие поверхности, точность которых ниже точности станка. После осуществления указанных выше переходов должна быть выполнена получистовая и чистовая обработка основных отверстий, а также торцов, канавок, точность которых соизмерима с точностью станка.

4. После выявления требуемого числа и последовательности установов, задают последовательность обработки детали по зонам. Зона образована конструктивными особенностями детали (внутренний и наружный контуры, окна и т.д.). В каждой зоне выделяют отдельные элементы (торец, внутренний контур, окна, отверстия), для которых устанавливают вид обработки (черновая, чистовая) и требуемые типоразмеры инструментов. Отдельные элементы, обрабатываемые одним инструментом, группируются как внутри зоны, так и по всем зонам. Такое группирование позволяет выявить количество типоразмеров режущих инструментов для обработки всей детали и выяснить возможность обработки всех доступных зон на данном установе.

5. Перед выполнением чистовых переходов рекомендуется удалить из внутренних полостей заготовки стружку, аккумулирующую значительное количество теплоты, чтобы уменьшить температурные деформации заготовки.

Для решения поставленной задачи оптимизации был использован метод динамического программирования по принципу Л. Беллмана. Принцип утверждает, что если некоторая функция качества имеет вид аддитивного функционала (сумма простых сумм), то конечный отрезок оптимальной траектории оптимален. Предположим, что на некотором этапе обработки выполнен переход с номером i и остается выполнить переходы i_1, \dots, i_k , где $K \leq n - 1$ (n -общее число переходов). Последовательность выполнения переходов должна обеспечивать минимальное время взаимных холостых перемещений заготовки и инструмента. Это время обозначено $f(i, i_1, \dots, i_k)$. Среди аргументов функции f , первый фиксирован, а остальные K могут подвергаться любой перестановке. Тогда минимальное время выполнения всех переходов равно

$$\min_{1 \leq i \leq n} f(i, 1, 2, \dots, i-1, i, i+1, \dots, n)$$

$f(i, j) = d_{ij}$. Для решения задачи вводится рекуррентное соотношение, позволяющее выразить значение f с $(K + 1)$ аргументами через значения этой функции с K аргументами и компонентами матрицы затрат d_{ij} (таблица 1), которая заполняется по картам наладки для рассматриваемой детали. Переходы, соответствующие поверхностям заполняются в произвольном порядке.

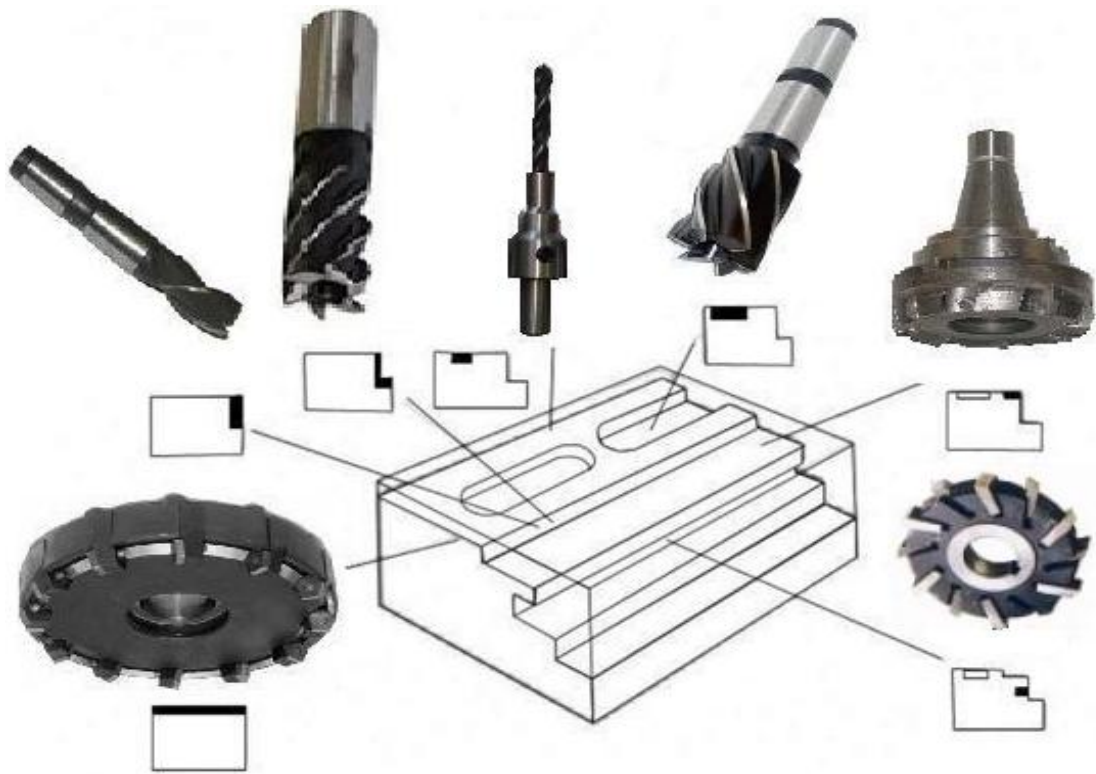


Рис.1

Таблица 1

Матрица затрат вспомогательного времени, связанного с переходом от i -ой поверхности к j -й поверхности

	3	n-1	5	1	7	4	n
3	∞	$t_{3(n-1)}$	t_{35}	t_{31}	t_{37}	t_{34}	∞
n-1	$t_{(n-1)3}$	∞	$t_{(n-1)5}$	$t_{(n-1)1}$	$t_{(n-1)7}$	$t_{(n-1)4}$	$t_{(n-1)n}$
5	t_{53}	$t_{5(n-1)}$	∞	t_{51}	t_{57}	t_{54}	t_{5n}
1	t_{13}	$t_{1(n-1)}$	t_{15}	∞	t_{17}	t_{14}	t_{1n}
7	t_{73}	$t_{7(n-1)}$	t_{75}	t_{71}	∞	t_{74}	t_{7n}
4	∞	$t_{4(n-1)}$	t_{45}	t_{41}	t_{47}	∞	t_{4n}
n	t_{n3}	∞	t_{n5}	t_{n1}	t_{n7}	t_{n4}	∞

Знак « ∞ » обозначает запрет на переход от поверхности i к j .

Время позиционирования детали и инструмента вычисляется по упрощенной формуле

$$t_{ij} = \frac{1}{v_{\text{поз}}} \left(\sqrt{(l_{ij}^x)^2 + (l_{ij}^y)^2 + (l_{ij}^z)^2} + \delta A_{\text{max}} \right) + \delta t'_{\text{cu}}(1)$$

где:

$v_{\text{поз}}$ - скорость позиционирования детали и инструмента;

$l_{ij}^x, l_{ij}^y, l_{ij}^z$ - соответственно расстояние по осям X, Y, Z между поверхностями и переходами i и j ;

A_{max} - максимальный габарит детали, определяющий зону смены инструмента и углового позиционирования;

t'_{cu} - время смены инструмента манипулятором;

$\delta = 1$ - если есть смена инструмента;

$\delta = 0$ - если нет смены инструмента.

Формальное описание технологического процесса изготовления деталей на станках с ЧПУ, необходимое для решения вопросов проектирования операционной технологии как вручную, так и с применением ЭВМ представлено на схеме (рис.2).

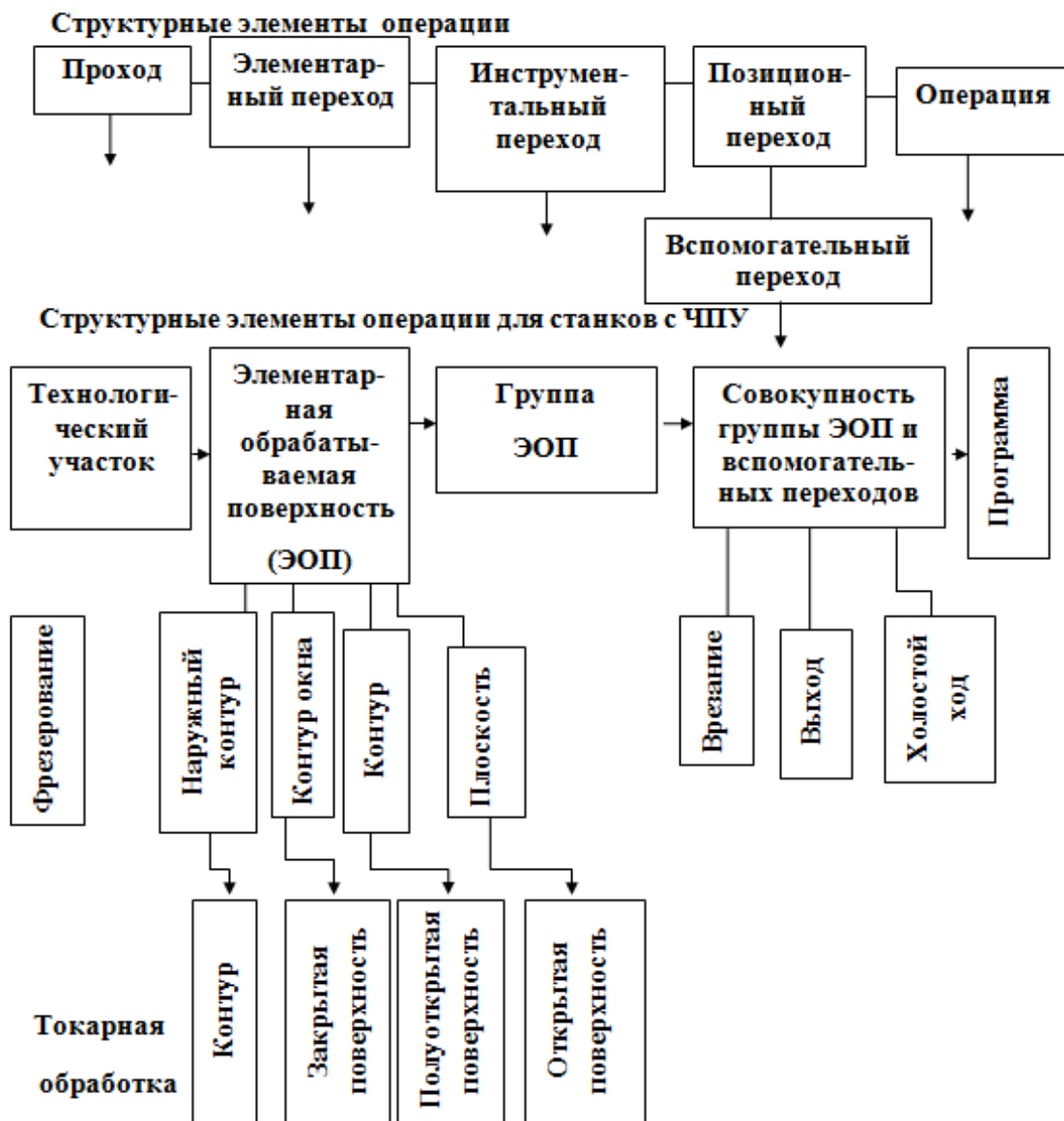
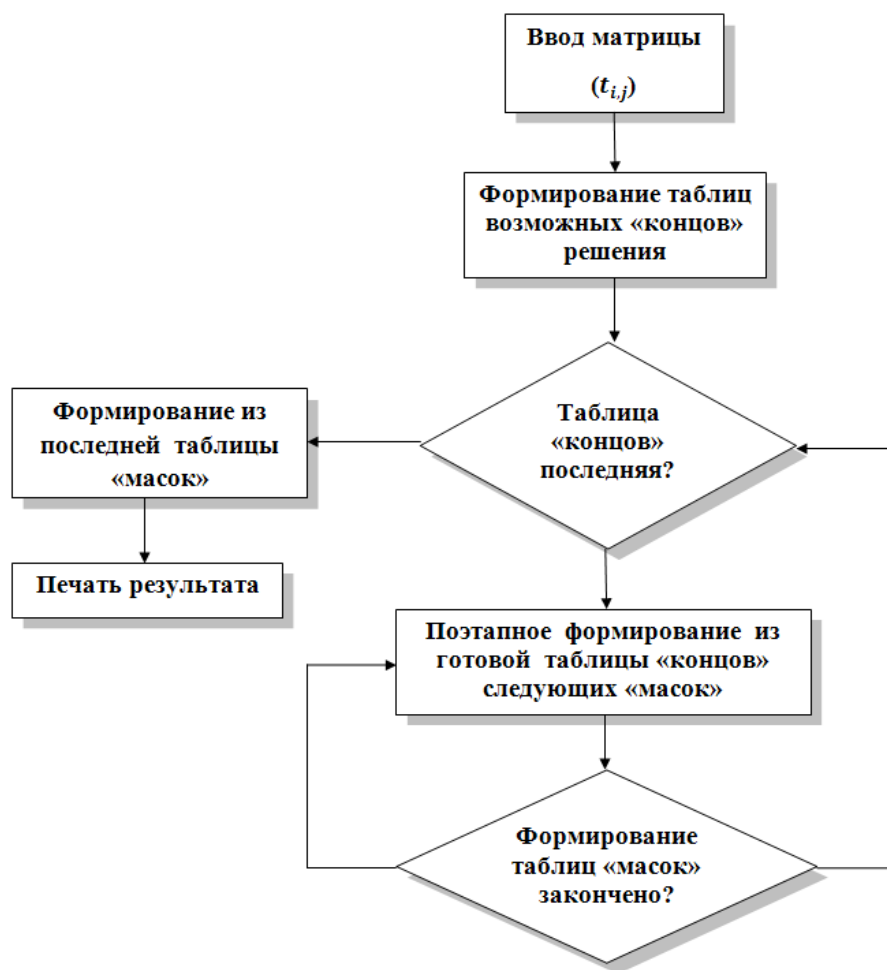


Рис.2

Алгоритм решения задачи может быть представлен следующим образом:



Список литературы

1. Гурьянихин В.Ф., Белов М.А., Евстигнеев А.Д. Проектирование технологических процессов обработки заготовок на станках с ЧПУ: учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. -121 с.

2. Мирошин Д.Г., Шестакова Т.В., Костина О.В. Технология программирования и эксплуатации станков с ЧПУ: учебное пособие. – Екатеринбург: Рос. гос. проф. - пед. ун-та, 2011. -79 с.

ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В МАШИНОСТРОЕНИИ

Скворцов Максим Сергеевич¹, Калмыков Вадим Владимирович²

¹студент, нет; ²ст. преподаватель, нет

e-mail: ¹skvmakser@yandex.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

В настоящее время моделирование используется во многих сферах жизни человека. Для изучения поведения моделей исследуемых объектов существуют методы моделирования, позволяющие получить интересующую нас информацию в теории, тем самым избежать серьезных ошибок на практике. Одним из таких методов является имитационное моделирование (ИМ). Наиболее широкое распространение метод ИМ получил в машиностроении. Он заключается в правдоподобном и максимально точном моделировании отдельного процесса или сложной системы процессов. Модели, полученные методом ИМ, различаются в зависимости от характера поведения объекта описания или явления. Различают следующие виды моделей: статические, динамические, стохастические и детерминированные.

Статическими моделями описываются состояние объекта или системы функционально независимое от времени. То есть в данной модели будут отсутствовать какие-либо изменения. Динамические модели являются полной противоположностью статических моделей, так как в них поведение объекта или системы обязательно зависит от времени. В свою очередь эта зависимость может выделяться как в непрерывных или аналоговых моделях, так и в дискретных моделях. Для описания сложных технических процессов применяются стохастические модели. Для их построения используют теорию вероятностей. Модель подвергается испытаниям, при этом испытания могут быть многократными и иметь случайный характер. Полученные статистические данные дают довольно точный результат, но, к сожалению, не могут задействовать все события. Стохастические модели используют не линейные численные алгоритмы. Когда же известна и определена последовательность всех действий в процессе используются детерминированные модели. Они являются линейными, так как в них исключено появление случайных событий.

В машиностроении ИМ эффективно при решении прикладных задач в управлении и при проектировании технологических процессов и систем. Так, например, с помощью анализа имитационной модели автоматизированной производственной системы решаются следующие задачи:

- сравнительная оценка вариантов автоматизации с целью выбора наиболее эффективного решения;
- оценка производительности автоматизированной системы с учетом различных внешних условий и внутренних потерь;
- повышение степени использования оборудования путем согласования технологических операций во времени и пространстве.

В целом машиностроительное производство относится к дискретным системам. Машиностроительный завод, цех или участок можно рассматривать как дискретную систему, поскольку переменные состояния этой системы, например, количество изделий на конвейере или изготовленных деталей на складе, меняются поштучно, скачкообразно, прерывисто. В то же самое время отдельные технологические процессы на том же заводе являются непрерывными. Движение обрабатывающего инструмента и узлов металлорежущего станка может служить примером непрерывной системы, поскольку переменные состояния (например, координаты и скорость инструмента) меняются плавно во времени. На практике система редко является полностью дискретной или полностью непрерывной. Например, переходы в технологическом процессе всегда дискретны. Но в каждой системе, как правило, превалирует один тип изменений, по нему мы и определяем ее либо как дискретную, либо как непрерывную.

Для описания функционирования системы во времени существует два подхода: процессно-ориентировочный и событийно-ориентировочный.

Процессно-ориентировочный подход рассматривает деятельность системы как изменяющееся во времени действие, при этом параллельно протекающие процессы также учитываются. В связи появлением многопроцессорных машин этот подход довольно перспективен, но чаще всего он выполняется на последовательных вычислительных машинах. На них параллельность процессов имитируется алгометрически, поэтому события в моделирующей системе выполняются квазипараллельно. Событийно-ориентировочный подход заключается в делении системы на классы событий. Они определяют мгновенное изменение состояния этой системы. Состояние системы между событиями никак не изменяется. В таком подходе управление процессом моделирования осуществляется выбором и активизацией программного блока.

За всю историю развития метода ИМ было реализовано множество языков, с помощью которых создавалось программное обеспечение. Наиболее распространенным и широко известным языком программирования является GPSS. Разработанный компанией Minuteman GPSS World, позволяет моделировать как дискретные, так и непрерывные процессы. Он явля-

ется универсальной средой ИМ, охватывающий различные предметные области.

ИМ может быть реализовано и на автоматизированных инструментальных средах. К ним относятся: математические пакеты MathCAD, MATLAB, среды ИМ Arena, ExtendSim, автоматизированная система ИМ AnyLogic.

В заключение можно сказать, что метод ИМ довольно развит в настоящее время. Его применение позволяет проводить контролируемые эксперименты в ситуациях, где экспериментирование на реальных объектах было бы практически невозможным или экономически нецелесообразным. Но стоит понимать, что создание имитационной модели сложный процесс. Поэтому, чем точнее и универсальнее модель, тем сложнее создание этого процесса и тем больше требуется времени и средств. Значит, при создании имитационной модели одним из определяющих факторов является соотношение между сложностью модели и её приближённости к реальному объекту.

Список литературы

1. *Емельянов В.В., Ясиновский С.И.* Имитационное моделирование систем. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – 584 с.
2. *Каталевский Д.Ю.* Основы имитационного моделирования и системного анализа в управлении. – М.: Издательство Московского университета, 2011. – 304 с.
3. *Липунцов Ю.П.* Управление процессами. Методы управления предприятием с использованием информационных технологий. – М.: ДМК Пресс; М.: Компания АйТи. – 224 с.
4. *Черепашков А.А., Носов Н.В.* Компьютерные технологии, моделирование и автоматизированные системы в машиностроении. – Волгоград: Издательский Дом «Ин-Фолио», 2009. – 640 с.

УПЛОТНЕНИЕ И ФИКСАЦИЯ НЕПОДВИЖНЫХ СОЕДИНЕНИЙ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ ГЕРМЕТИКАМИ.

Газыев Р.Р.¹, Малышев Е.Н.²

¹студент; ²заведующий кафедрой М1-КФ, к.т.н.
e-mail: ¹marageal@yandex.ru; ²m1@bmstu-kaluga.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности применения герметиков невысыхающего, полувывсыхающего, высыхающего и вулканизирующего типов для уплотнения и фиксации неподвижных разъёмных соединений машин и механизмов.

Ключевые слова: герметик, неподвижное соединение, фиксация, уплотнение.

Машины имеют разъёмные соединения, которые в процессе эксплуатации должны быть неподвижными и плотно прилегать друг к другу. Это фланцевые сопряжения, зафиксированные болтами, шпильками, гайками и т.д. Их неподвижность обеспечивается за счет трения между прижатыми поверхностями, которые разрушаются под действием вибраций, в результате которых происходит истирание поверхностей. Такой вид вибрационного износа называется фреттинг-коррозия.

Из-за образующихся неплотностей в сопряжениях происходят утечки, что недопустимо в современных технических системах. Поэтому в порках, резьбовых, фланцевых и других соединениях применяют анаэробные герметики и клеи, представляющие собой жидкие композиции различной вязкости, затвердевающие при температуре 15 - 25 °С. В узких зазорах металлических изделий образуется прочный полимерный слой.

На качество уплотнения соединения деталей анаэробным герметиком влияют температурный режим, качество исходного сырья, взятого для получения анаэробной композиции (химическое строение, степень его очистки от примесей), условия хранения композиции до применения, природа материала деталей соединения (марка материала, характер поверхностной обработки стыка и т.п.), значение параметров шероховатости уплотняемых поверхностей, зазор между стыкуемыми поверхностями, площадь герметизируемой поверхности, технология сборки, режим отверждения и др.

Анаэробные композиции нашли широкое применение в различных областях деятельности.

Они применяются:

- 1) для контровки, стопорения резьбовых соединений;
- 2) для фиксации скользящих соединений;
- 3) для уплотнения резьбовых и фланцевых соединений;
- 4) для конструкционного склеивания;
- 5) для пропитки пористого литья, сварных швов, прессованных изделий;
- 6) для герметизации гладких цилиндрических соединений.

В зависимости от физико-химических процессов, происходящих после нанесения герметиков на уплотняемые поверхности, различают герметики невысыхающего, высыхающего (полувысыхающего) и отверждающегося (вулканизирующегося) типа.

Герметичность соединений с невысыхающим герметиком обеспечивается за счёт сохранения им высокой вязкости. При некотором давлении уплотняемой среды в соединении с невысыхающим герметиком происходит деформация стыков соединения, вызывающая разгерметизацию. Основным недостатком невысыхающих герметиков является отсутствие упругих свойств, что создаёт трудности надёжного уплотнения соединений с изменяющимися в процессе эксплуатации зазорами.

Невысыхающие герметики целесообразно применять для соединений, в которых монтажная (предварительная) нагрузка на сопрягаемые поверхности деталей соединения незначительно зависит от давления уплотняемой среды. Кроме того, невысыхающие герметики должны сохранять заданную вязкость при рабочих температурах, быть нейтральными к уплотняемой среде, нетоксичными и пожаробезопасными.

Герметики полувысыхающего и высыхающего типа после нанесения на поверхность и испарения растворителя образуют упругую резиноподобную плёнку. Данные герметики различаются по их упрочнению после испарения растворителя и величине усадки.

Высыхающие герметики, представляющие собой, как правило, растворы резиновых смесей определённого состава в органических растворителях, относятся к термопластичным материалам. До эксплуатации герметики этой группы находятся в вязкотекучем состоянии и после нанесения на уплотняемые поверхности и испарения растворителя становятся эластичными, резиноподобными.

Основным их недостатком является замедленность и обратимость процесса высыхания, что обуславливает непостоянство их физико-механических свойств и снижает качество герметизации. К высыхающим герметикам относят материалы на основе бутадиеннитрильного каучука и эластопластов.

Герметики отверждающегося (вулканизирующегося) типа применяются для уплотнения неподвижных соединений с микродефектами поверхностей. После нанесения и отверждения (вулканизации) они образуют эластичную, резиноподобную плёнку и обладают вибропоглощающими свойствами. Время отверждения определяется реакционной способностью полимерной основы и температурой. Герметики, отверждающиеся при нормальной температуре, называют самоотверждающимися или самовулканизирующимися.

В вулканизирующихся (отверждающихся) герметиках в рабочем состоянии (после вулканизации) сочетаются свойства очень тонких резиновых прокладок и клеев. Однако прочность сцепления этих герметиков в уплотняемом соединении значительно меньше, чем у клеев, поэтому герметики не затрудняют разборку соединения.

Основными компонентами вулканизирующихся герметиков являются жидкий низкомолекулярный каучук с ингредиентами и вулканизирующий агент. Иногда в герметик вводят смолы для придания адгезионных свойств. Совместимость с уплотняемой средой и температурный диапазон эксплуатации обусловлены в основном свойствами каучука, поэтому герметики часто называют по типу каучука: тиоколовые (полисульфидные), силоксановые, фторкаучуковые, фторсилоксановые и т. д.

В качестве герметика отверждающегося типа для резьбовых соединений, работающих при высоких температурах, применяют огнеупорную суспензию на основе гидролизованного этилсиликата и мелкозернистого наполнителя - пылевидного кварца.

Фиксируемые соединения должны быть выполнены таким образом, чтобы расслаивающая и отрывающая нагрузка на сопрягаемые поверхности были минимальными, а сжатие оставалось в течение всего времени эксплуатации.

Применение герметиков дает следующие преимущества:

1. Устраняется фреттинг-коррозионный износ неподвижных цилиндрических сопряжений;
2. Устраняются люфты в шпонках и шлицах;
3. Нет необходимости в дополнительных фиксирующих элементах;
4. Снижаются требования к допускам;
5. Возможен демонтаж деталей путём нагрева с целью ослабления прочности герметика;
6. Возможно использование разнородных деталей для соединений;
7. Достигается равномерное распределение давления по всей площади сопряжения, и уменьшаются внутренние сопряжения в деталях;

8. Снижается стоимость механической обработки;
9. Возможно самоцентрирование подшипников и втулок;
10. Возможно соединение как твердых, так и эластичных поверхностей без деформации;
11. Получение высокой степени герметичности;
12. Улучшение виброакустических характеристик машин

Таким образом, использование герметиков различных типов для уплотнения и фиксации неподвижных разъёмных соединений машин и механизмов позволяет упростить, ускорить и удешевить технологию сборки, снизить стоимость герметизации соединений.

Список литературы

1. ISSN 0869-4931 «АВТОМАТИЗАЦИЯ И СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ». — 2009. — № 7 — С. 13—18.
2. Автонаходка. [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.autonahodka.ru/files/File/instrukcii/triboplast_usability.pdf (дата 05.03.2014)

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОВЕРХНОСТИ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕТАЛЕЙ

Федорова О.С.¹, Калмыков В.В.²

¹студент, нет; ²старший преподаватель, нет
e-mail: ¹ksenija.fedorova.92@gmail.com; ²sorat-vad@yandex.ru

Одним из показателей качества машин является надежность деталей. Износ и разрушение деталей как правило начинается с поверхности. Это показывает, что качество поверхности влияет на эксплуатационные свойства деталей.

Изначально качество поверхности оценивалось ее чистотой. Считалось, что чем “чище” поверхность, тем лучше, а повышение этой чистоты обеспечивалось различными методами лезвийной и абразивной обработки. В последствии было установлено, что наклёп поверхности приводит к повышению износостойкости деталей. Это положило начало развитию обработки деталей поверхностным пластическим деформированием.

Во второй половине прошлого века ученые, занимающиеся изучением качества поверхности, установили, что наряду с шероховатостью, трактуемой, как “чистота” поверхности, имеются и другие неровности с большим шагом, такие как волнистость, огранка, бочкообразность, конусообразность и др. Было установлено, что образование этих неровностей обусловлено жесткостью технологической системы и её вибрациями, поэтому для уменьшения данных неровностей увеличивали жесткость станков и инструментов, вводили дополнительные чистовые и отделочные операции.

Контроль чистоты поверхности деталей осуществлялся визуально с использованием образцов «чистоты», а в лабораторных условиях - профилометрами по среднему квадратическому отклонению - R_q . Затем для упрощения и незагромождения чертежей в соответствии с ГОСТ 2789-59, чистоту поверхности стали обозначать одним треугольником с цифровым указателем чистоты. Причем впервые была введена базовая длина для измерения шероховатости [1].

Советскими учеными в работах по трению и износу установлено, что не всегда увеличение чистоты поверхности снижает силу трения и уменьшает износ. Объяснила это явление молекулярно-механическая теория трения И. В. Крагельского, согласно которой улучшение чистоты поверхности, а следовательно, снижение неровностей шероховатости приводит к уменьшению механической составляющей коэффициента трения и к увеличению ее молекулярной или адгезионной составляющей.

Это привело к еще большему пониманию того, что классы чистоты не могут в дальнейшем использоваться для оценки качества поверхности деталей. Теоретические работы советских и зарубежных ученых убедительно

свидетельствовали, что долговечность деталей не может быть обеспечена указанием по чертежам класса чистоты поверхности, который характеризовал только высотные параметры шероховатости: R_a , R_z . В частности, теоретически и экспериментально было доказано, что такие эксплуатационные свойства, как контактная жесткость и износостойкость, зависят от несущей способности профиля шероховатости, характеризуемой относительной длиной опорной линии t_p и ее параметрами.

Работы по усталостной прочности показали, что она зависит от параметров шероховатости: R_{max} и S_m (рис.1), которые характеризуют радиус впадин неровностей, определяющий концентрацию напряжений.

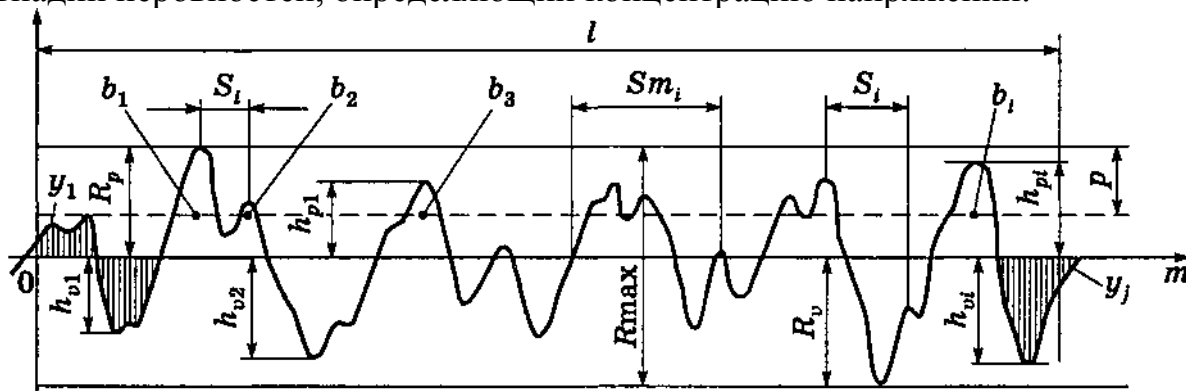


Рис. 1

В таблице 1 приведены важнейшие эксплуатационные свойства поверхности, зависящие от шероховатости, и номенклатура параметров, при помощи которых обеспечиваются показатели этого свойства поверхности. Из таблицы видно, что для полного описания какого-либо эксплуатационного свойства поверхности недостаточно только высотных параметров. Так, износостойкость поверхностей при трении скольжения и качения, износ трущихся поверхностей, контактная жесткость и герметичность зависят от относительной опорной длины профиля t_p . Эксплуатационные характеристики, как прочность при циклических нагрузках, виброустойчивость, сопротивление (затухание) в волноводах связаны с амплитудой неровностей, т.е. существенно зависят от шаговых параметров S и S_m .

Таблица 1

Эксплуатационные свойства поверхностей	Параметры шероховатости поверхности, определяющие данное эксплуатационное свойство
Износостойчивость при всех видах трения	R_z, t_p
Виброустойчивость	$R_a (R_z), S_m, S$
Контактная жесткость	$R_a (R_z), t_p$
Прочность соединений	$R_a (R_z)$
Прочность конструкций при циклических нагрузках	R_{max}, S_m, S
Геометричность соединений	$R_a (R_z), R_{max}, t_p$

При проведении ряда экспериментов было установлено, что для обеспечения и повышения надежности деталей недостаточно нормировать только параметры шероховатости поверхностей, так как она в большей степени зависит от других характеристик их качества: волнистости, макроотклонений и физико-химических свойств.

Однако определения одних только микронеровностей недостаточно. Было доказано, что формирование равновесной шероховатости поверхности трения в процессе приработки будет зависеть от других её характеристик, в частности волнистости, макроотклонения и упрочнения. Это привело к введению понятия не равновесной шероховатости поверхностей трения, а равновесного их состояния. Для оценки волнистости и макроотклонения поверхностей был предложен ряд параметров: средняя высота волн W_z , высота сглаживания волн W_p и средний шаг волн S_{mw} , максимальная величина макроотклонения H_{max} ; высота сглаживания макроотклонения H_p (рис. 2).

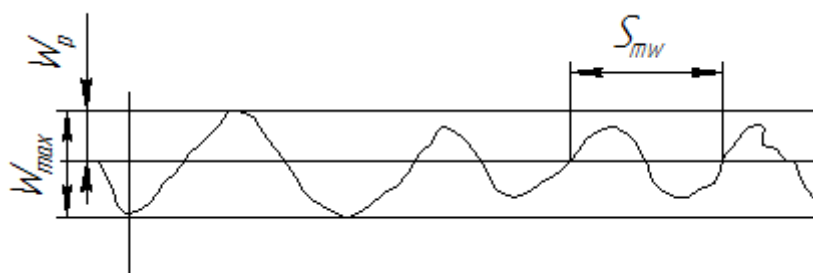


Рис. 2

Список литературы

1. Суслов Г.А. Инженерия поверхности деталей. — М.: Машиностроение, 2008. — 320с.: ил.
2. <http://cngh.narod.ru/glava2.html>
3. http://www.kornienko-ev.ru/ingenerka/parametri_sherohovat/index.html
4. <http://uchebniki.ws>

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАВИСИМОСТИ СТАТИСТИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАГРУЗОЧНОГО УСТРОЙСТВА ОТ ПАРАМЕТРОВ НАЛАДКИ

Пороваева Татьяна Александровна¹, Калмыков Вадим Владимирович²

¹студент, нет; ²ст.преподаватель, нет

e-mail: ¹Glancet@yandex.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

Определена степень влияния параметров наладки перенастраиваемого загрузочного устройства на статистическую надежность его работы. Выявлены методом факторного анализа эффекты взаимодействия параметров наладки. Получена модель в натуральном масштабе, позволяющая определять эмпирически статистическую надежность

Ключевые слова: Автоматическое загрузочное устройство, математическая модель, надежность

DEPENDENCE DETERMINATION OF THE AUTOMATIC BOOT DEVICE STATISTICAL RELIABILITY

Porovaeva T.¹, Kalmykov V.V.²

¹Student, no; ²Senior lecturer, no

e-mail: ¹Glancet@yandex.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

There have been identified boot device adjustment parameters influence degree for statistical reliability. Adjustment parameters interaction effects are identified. A model in a natural scale, that can help to define statistical reliability.

Keywords: Automatic boot device, mathematical model, reliability

Использование автоматических загрузочных устройств (АЗУ) вместо ручной установки заготовок на станки позволяет достигнуть значительного уменьшения вспомогательного времени. Применение автоматических загрузочных устройства, как правило, характерно для массового и крупносерийного производства, что объясняется сложностью, и даже невозможностью их переналадки.

В настоящее время в современном машиностроительном производстве в большей степени применяется многономенклатурное производство – более 70 % всех его предприятий относятся к предприятиям с производством серийного типа и их число непрерывно увеличивается.

Как следствие, экономически выгодно разрабатывать и использовать в серийном производстве универсальные быстропереналаживаемые загрузочные устройства, способ ориентирования заготовок в которых определяется формой и размерами заготовок.

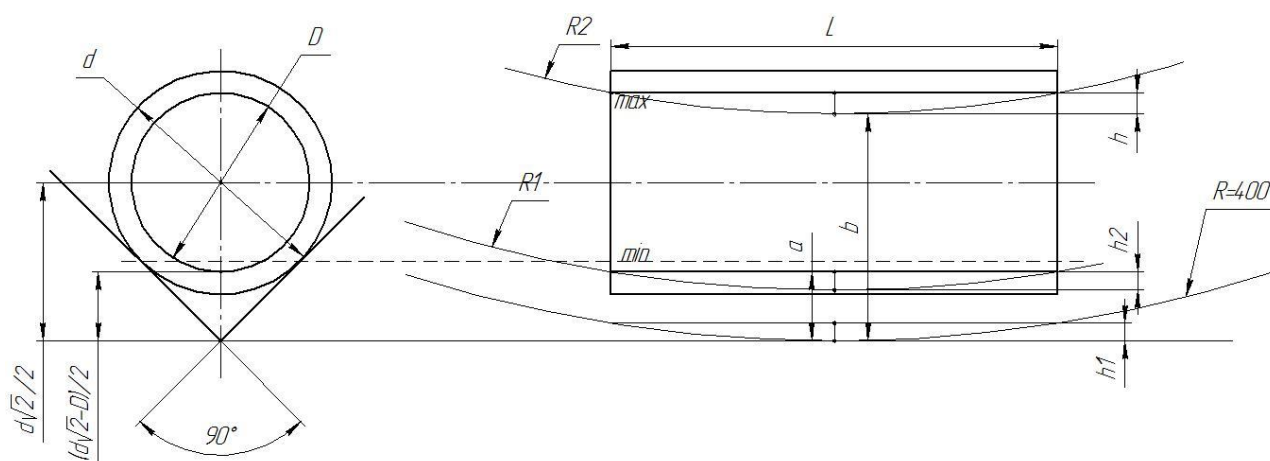


Рис. 1 Схема к расчетам

R – радиус бункера ($R=400$ мм);

D – диаметр отверстия в заготовке заготовки;

d – диаметр наружной поверхности заготовки: $d=(1\div 1,25)D$;

L – длина заготовки: $L=(1,25\div 2)d$;

С точки зрения математической статистики одним из показателей производительности АЗУ является статистическая надежность, т.е. вероятность захвата заготовки из бункера и доставка ее в ориентированном виде в накопитель.

Для получения математической модели статистической надежности в виде уравнения регрессионного анализа проведен полный факторный эксперимент $n=2^3$ уровней факторов которой представлены в таблице.

При выполнении многофакторных экспериментов все факторы устанавливаются на двух уровнях:

Таблица 1

Факторы	Обозначение	+	-
Угол емкости АЗУ	X_1	$\alpha=120^\circ$	$\alpha=60^\circ$
Тип зацепления заготовок	X_2	Верхнее зацепление	Нижнее зацепление
Длина заготовок	X_3	40	20

Таблица 2

№	n			\bar{Y}_i	S_i^2
	Y1	Y2	Y3		
1	84	71	73	76	49
2	55	62	51	56	31
3	77	70	60	69	73
4	67	67	67	67	0
5	88	83	86	85,67	6,333
6	85	85	80	83,33	8,333
7	83	83	86	84	3
8	88	93	90	90,33	6,333

$$\sum S_i^2 = 177$$

$$G^P = \frac{S_{i\max}^2}{\sum S_i^2} = \frac{73}{177} = 0,412;$$

$$G_{0,95;2;8}^{\text{табл}} = 0,7679;$$

Так как $G^P < G_{0,95;2;8}^{\text{табл}}$, то гипотезу об однородности дисперсий принимаем. Так как дисперсии однородны, то можно усреднить и определить дисперсию воспроизводимости, которая характеризует погрешность эксперимента в целом:

$$S_y^2 = \frac{\sum S_i}{N} = \frac{177}{8} = 22,125;$$

Коэффициенты уравнения регрессионного анализа:

$$b_0 = \frac{76+56+69+67+85,67+83,33+84+90,33}{8} = 76,416;$$

$$b_1 = \frac{76-56+69-67+85,67-83,33+84-90,33}{8} = 2,251;$$

$$b_2 = \frac{76+56-69-67+85,67+83,33-84-90,33}{8} = -1,166;$$

$$b_3 = \frac{76+56+69+67-85,67-83,33-84-90,33}{8} = -9,416;$$

$$b_{12} = \frac{76-56-69+67+85,67-83,33-84+90,33}{8} = 3,333;$$

$$b_{13} = \frac{76-56+69-67-85,67+83,33-84+90,33}{8} = 3,248;$$

$$b_{23} = \frac{76+56-69-67-85,67-83,33+84+90,33}{8} = 0,166;$$

$$b_{123} = \frac{76-56-69+67-85,67+83,33+84-90,33}{8} = 1,166.$$

Таблица 3

№	X ₁	X ₂	X ₃	X1X2	X1X3	X2X3	X1 X2X3
1	+	+	+	+	+	+	+
2	-	+	+	-	-	+	-
3	+	-	+	-	+	-	-
4	-	-	+	+	-	-	+
5	+	+	-	+	-	-	-
6	-	+	-	-	+	-	+
7	+	-	-	-	-	+	+
8	-	-	-	+	+	+	-

Проверяем гипотезу о статистической значимости регрессионного анализа:

$$S_{b_i}^2 = \frac{\sum S_y^2}{N \cdot n} = \frac{22,125}{24} = 0,921;$$

$$S_{b_i} = \sqrt{S_{b_i}^2} = 0,96;$$

$$\Delta_{b_i} = t_{p,f} \cdot S_i = 2,3 \cdot 0,96 = 2,208;$$

Где $t_{p,f}$ табличное значение коэффициента Стьюдента при $p=0,95$ - доверительная вероятность; f - число степеней свободы $f=N(n-1)$:

$$t_{0,95;8} = 2,3;$$

Сравнивая величину коэффициента с доверительным интервалом, видим, что величина коэффициентов $b_2 < \Delta_{b_i}$, $b_{23} < \Delta_{b_i}$, $b_{123} < \Delta_{b_i}$, поэтому эти коэффициенты можно отбросить в следствии малой статистической значимости. Окончательно уравнение регрессионного анализа получит вид:

$$Y = 76,416 + 2,251Y_1 - 9,416Y_3 + 3,333Y_1Y_2 + 3,248Y_1Y_3$$

На рис.1 графически представлен уровень значимости каждого из факторов с учетом доверительного интервала.

По величине коэффициента регрессии судим о силе влияния соответствующих факторов и их совокупностей на отклик.

Так как в выполненном ПФЭ 2^3 оказывается, что эффект взаимодействия факторов (2, 3) и (1,2,3) менее доверительного интервала, поэтому ими можно пренебречь, поэтому целесообразно выполнить ДФЭ 2^{3-1} , в котором в матрицу планирования вместо эффекта типа зацепления заготовок и их длины и полной совокупности факторов ввести 3 фактор.

Влияние факторов на статистическую надежность

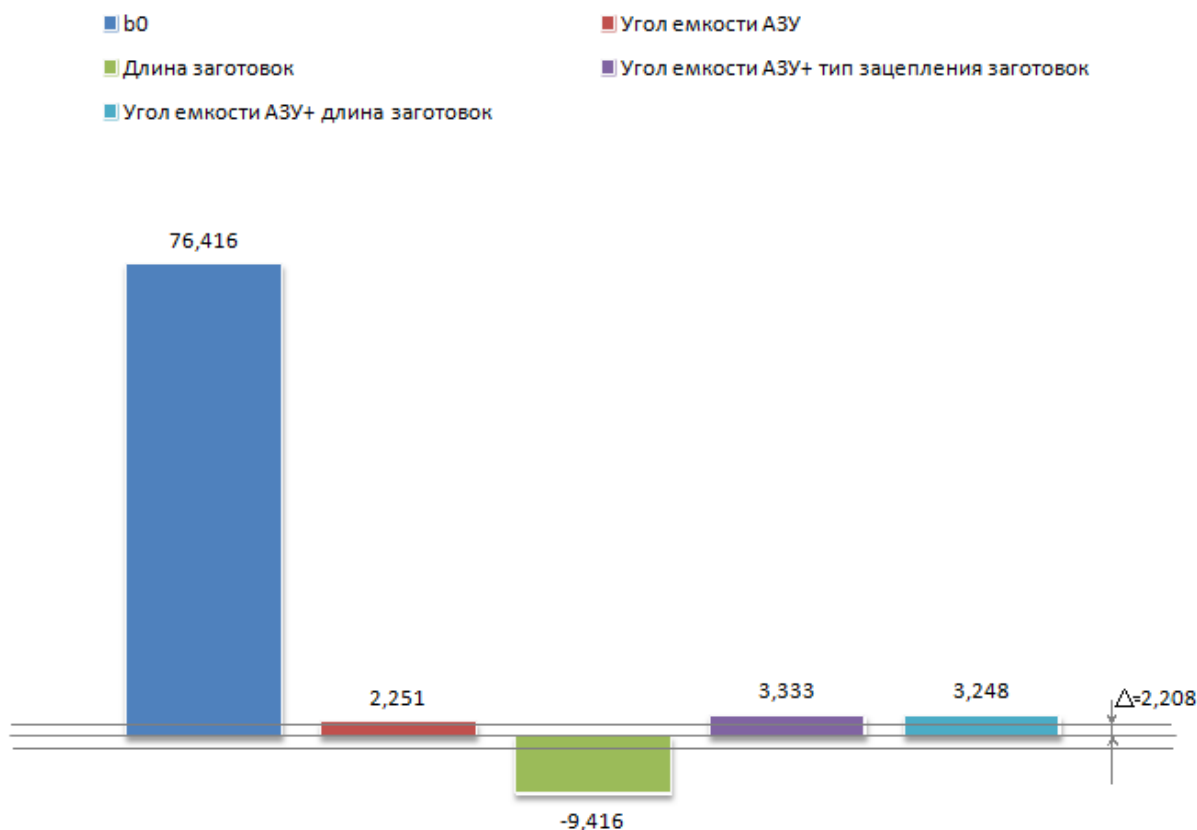


Рис.1

Для перехода от уравнения регрессионного анализа к расчетному необходимо: уравнение регрессионного анализа, которое содержит в себе факторы в нормализованном масштабе, когда большие значения фактора соответствуют (+1), а меньшие (-1).

Для выполнения промежуточных расчетов величины отклика необходимо в уравнение регрессионного анализа вместо обозначения факторов X_1, X_2, X_3 подставить формулы, связывающие натуральный масштаб уравнений и факторов и нормализованный.

Для выполнения промежуточных расчетов величины отклика необходимо в уравнение регрессионного анализа вместо обозначения факторов подставить формулы, связывающие натуральный масштаб уровней факторов и нормализованный масштаб.

$$Y_1 = \frac{X_1 - 78,375}{23,375}; \quad Y_2 = \frac{X_2 - 76,75}{16,25}; \quad Y_3 = \frac{X_3 - 74,125}{23,125};$$

$$Y = 76,416 + 2,251 \frac{X_1 - 78,375}{23,375} - 9,416 \frac{X_3 - 74,125}{23,125} + 3,333 \frac{X_1 - 78,375}{23,375} * \frac{X_2 - 76,75}{16,25} + 3,248 \frac{X_1 - 78,375}{23,375} * \frac{X_3 - 74,125}{23,125}.$$

Исходя из анализа полученных коэффициентов уравнения регрессионного анализа, мы можем сделать вывод, что наибольшее влияние на статистическую надежность будет оказано фактором 3 (длина заготовки), что более чем в 3 раза больше влияния фактора 1 (угол емкости АЗУ).

В свою очередь фактор 2 (тип зацепления заготовок) влияет на статистическую надежность только совместно с фактором 1, и это влияние в 3 раза меньше влияния фактора 3.

Совместное влияние факторов 1 и 3 приблизительно равно совместному влиянию факторов 1 и 2.

С помощью полученной математической модели можно определить влияние любого из приведенных факторов и их совокупности на статистическую надежность. Величина факторов может варьироваться в пределах ранее заданного диапазона.

Кроме того модель позволяет исключить проведение дорогостоящих экспериментов, направленных на определение статистической надежности при других значениях конфигурации ориентируемых заготовок.

Имея полученную модель легко посчитать значение статистической надежности. Например, при ориентировании заготовок длиной 30 мм, средним зацеплением и углом емкости АЗУ 90° статистическая надежность с доверительной вероятностью 95% будет равна:

$$Y = 76,416 + 2,251$$

$$\frac{90 - 78,375}{23,375} - 9,416 \frac{30 - 74,125}{23,125} + 3,333 \frac{90 - 78,375}{23,375} * \frac{5 - 76,75}{16,25} + 3,248 \frac{90 - 78,375}{23,375} * \frac{30 - 74,125}{23,125}$$

$$= 76,416 + 1,12 + 17,967 - 7,316 - 3,081 = 85,106\%$$

Список литературы

1. Лудченко А.А., Лудченко Я.А., Примак Т.А. Основы научных исследований: Учеб. пособие / Под ред. А.А. Лудченко. — 2-е изд., стер. — К.: О-во "Знания", КОО, 2001. — 113 с.
2. Черныш А.Я. Основы научных исследований: учебник. М.: Изд-во Российской таможенной академии, 2011. 226 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ЧИСЛА ИНТЕРВАЛОВ ГРУППИРОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Юсупова Ксения Николаевна¹, Калмыков Вадим Владимирович²

¹студент; ²старший преподаватель, нет

e-mail: ¹Lapylya9206@mail.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

Проведен ряд вычислений по определению количества интервалов m . Экспериментально найдено оптимальное число интервалов. Установлен характер кривой, наиболее близко соответствующий нормальному закону распределения.

Ключевые слова: Теоретическая кривая, нормальное распределение, интервал, оптимальный, выборка, гистограмма.

DEFINITION OF OPTIMUM NUMBER OF INTERVALS OF GROUPING OF EXPERIMENTAL DATA

Ysupova Kseniya Nikolaevna¹, Kalmykov Vadim Vladimirovich²

¹Student; ²Senior teacher

e-mail: ¹Lapylya9206@mail.ru; ²sorat-vad@yandex.ru

Conducted a series of calculations to determine the amount of m intervals. Experimentally found the optimal number of intervals. The character of the curve most closely corresponding to the normal distribution law has established.

Keywords: The theoretical curve, normal distribution, interval, optimal, sample, the histogram.

Научный руководитель: ст. преподаватель, КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана Калмыков В.В.

Для построения кривых распределения случайных величин существует несколько подходов определения оптимального числа m интервалов. Наиболее широко распространены предложенные Старджесом, Бруксом и Каррузенном, Хайнхольдом, Гаеде и др.

В данной работе была поставлена задача экспериментального определения оптимального числа интервалов m , а также определение кривой, ха-

рактической которой наиболее близко соответствует нормальному закону распределения.

Из генеральной совокупности заготовок случайным образом было отобрано 80 и замерена их масса. К заготовкам предъявляется требование по массе: $m = 17_{-0,4}^{+0,6} \text{ кг}$. Результаты измерений массы заготовок из выборки приведены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты замеров массы исходных заготовок (X, кг) и их частота появления (n, раз)

X _i	n _i	X _i	n _i	X _i	n _i	X _i	n _i	X _i	n _i
16.61	1	16.92	1	17.09	4	17.26	1	17.41	1
16.68	1	16.93	1	17.12	1	17.27	2	17.43	1
16.7	1	16.94	3	17.13	1	17.28	3	17.45	2
16.73	1	16.95	1	17.15	1	17.29	1	17.47	1
16.74	1	16.96	1	17.16	3	17.3	2	17.48	1
16,76	1	16,97	1	17,17	2	17,31	1	17,49	1
16,83	2	16,98	1	17,18	1	17,33	1	17,5	1
16,84	2	17,02	1	17,19	1	17,34	1	17,56	2
16,85	1	17,05	2	17,21	2	17,37	3	17,59	2
16,87	1	17,06	3	17,23	1	17,38	1	17,6	1
16,9	1	17,08	2	17,25	2	17,39	2		□=80

По результатам замеров определено:

1. Среднее арифметическое значение массы заготовок:

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \quad (1),$$

где n=80 – объём выборки

X_i – массы исходных заготовок в выборке, i=1, ..., n.

2. Выборочное стандартное отклонение:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2} \quad (2)$$

Затем по следующим критериям определялось количество интервалов:

1. По формуле Старджеса было определено оптимальное число интервалов:

$$k = \sqrt[4]{n} \quad (3)$$

Произведя вычисления по данной формуле, была построена теоретическая кривая нормального распределения, представленная на рис.1

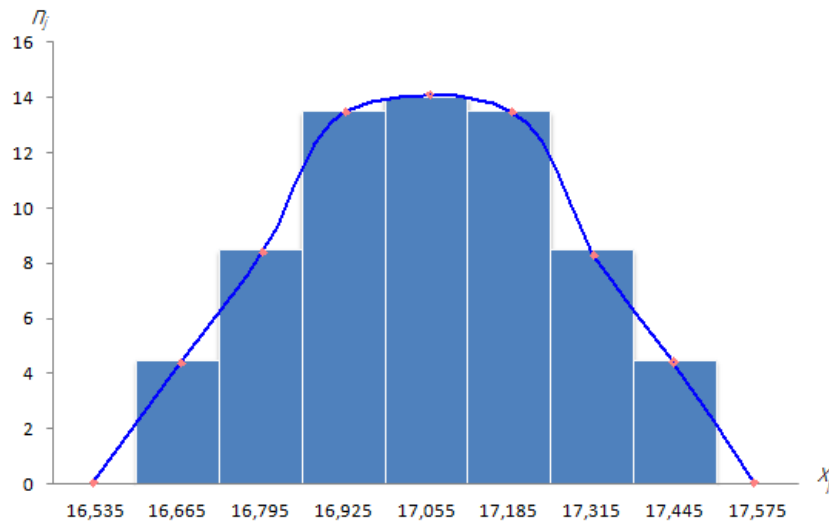


Рис.1

2. Оптимальное число интервалов по формуле Брукса и Каррузера равно:

$$m = \sqrt[3]{n} \quad (4)$$

А теоретическая кривая нормального распределения представлена на рис.2

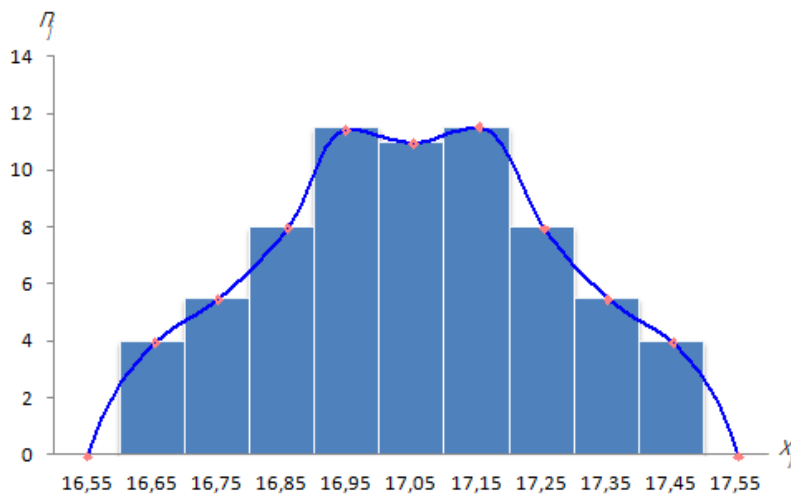


Рис.2

3. Для той же цели И. Хайнхольд и К. Гаеде рекомендуют соотношение:

$$m = \sqrt[3]{n} \quad (5)$$

Теоретическая кривая нормального распределения, соответствующая данному интервалу, представлена на рис.3.

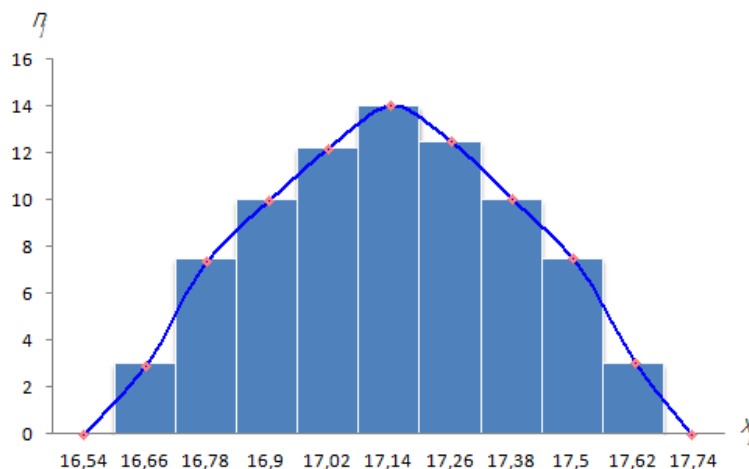


Рис.3

4. Коллектив болгарских авторов под руководством З. Таушанова в 1973 году предложили поиск оптимального количества интервалов в виде:

$$m = \sqrt[3]{n} \quad (6)$$

Оптимальное число интервалов сходится с оптимальным числом интервалов, найденным по формуле Старджеса, следовательно и гистограмма будет выглядеть аналогичным образом.

5. Е. Тонева в своих исследованиях предложила следующую формулу:

$$m = \sqrt[3]{\frac{n}{k}} \quad (7)$$

Полученная теоретическая кривая нормального распределения представлена на рис.4

6. В своей работе К. Уильямс вывел формулу:

$$k = \left[\frac{\sqrt{2(n-1)}}{t_1 + t_2} \right]^{0.4} \quad (8)$$

где t_1 и t_2 – некоторые задаваемые квантили, а b – принимается между 2 и 4. Так при $b=4$ и $t_1+t_2=1,65$ формула упрощается до:

$$\text{[Image of a normal distribution curve with a shaded area under the curve]} \quad (9)$$

Теоретическая кривая нормального распределения представлена на рис.5.

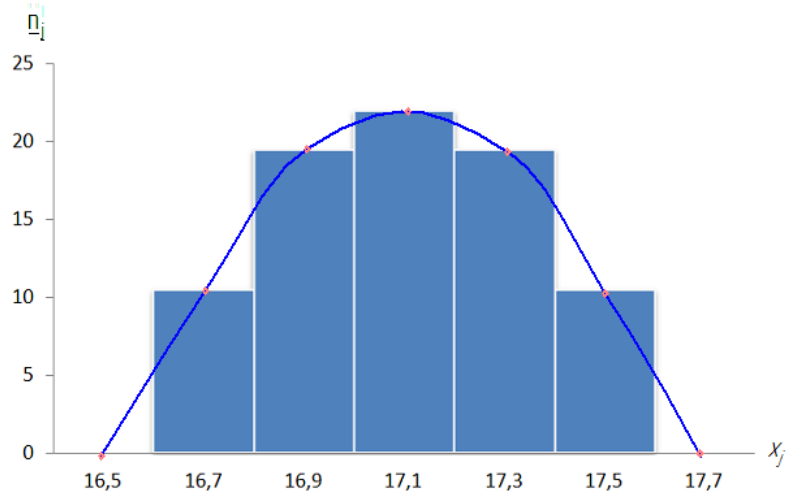


Рис.4

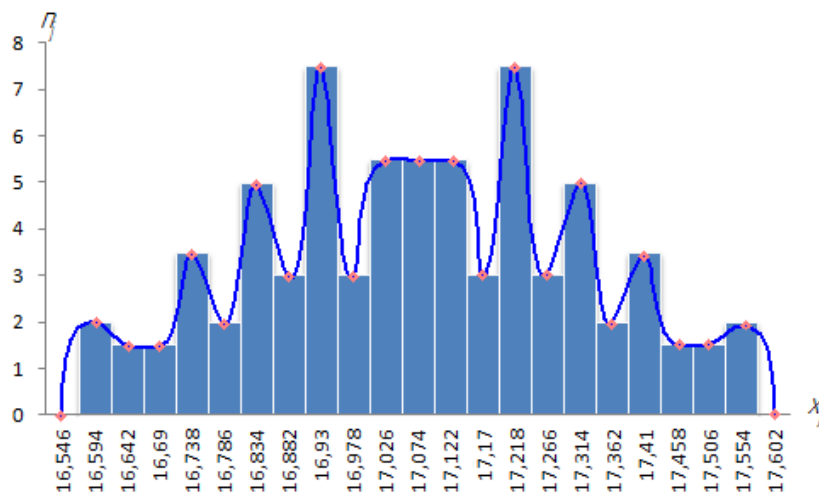


Рис.5

Если же в формуле (8) коэффициент 4 (коэффициент b) заменить на 2 и принять $t=1,65$, что соответствует $P=0,9$ и $q=0,1$, то оно получит вид:

$$\text{[Image of a normal distribution curve with a shaded area under the curve]} \quad (10)$$

Теоретическая кривая нормального распределения представлена на рис.6.

На основе проделанной работы можно сделать следующие выводы:

1. Теоретической кривой Гаусса ближе характер распределения при разбиении на 9 интервалов.
2. Дальнейшее увеличение интервалов приводит к меньшему соответствию характеру нормального распределения.
3. Для конкретного количества переменной выборки оптимальным вариантом (согласно критерию Пирсона $\chi^2 = 0,963$) является разбиение на 9 интервалов по формуле Хайнхольда и Гаеде.

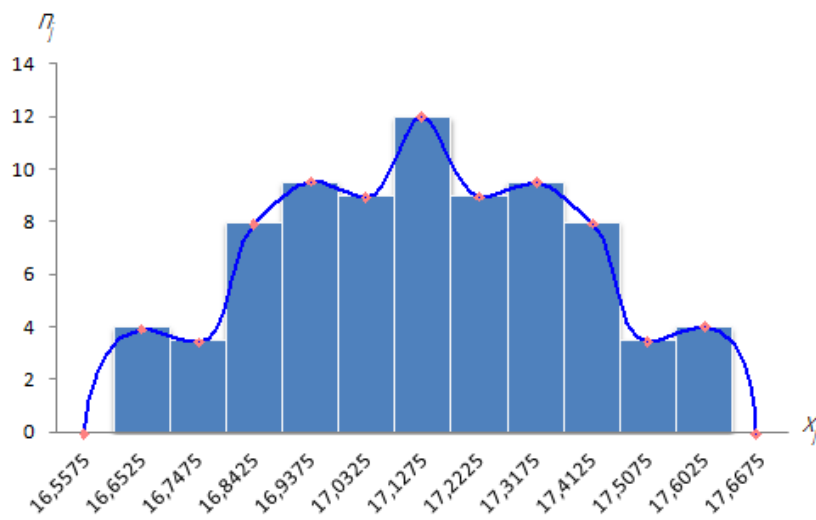


Рис.6

Список литературы

1. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отделение, 1991. – 304 с.

СВЕРЛЕНИЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Липихин Евгений Геннадьевич¹, Шаталов Валерий Константинович²

¹студент; ²Заведующий кафедрой М5-КФ, Доктор технических наук, профессор

e-mail: ¹Evgeny.Lipihin@outlook.com; ²Evgeny.Lipihin@outlook.com

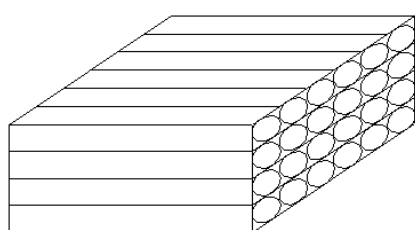
Перспективы прогресса в машиностроении неразрывно связаны с разработкой, изготовлением и внедрением полимерных композитных материалов (ПКМ) в производство. Композит создают путем объединения двух материалов, различающихся по своим характеристикам, в результате чего образуется новый материал со свойствами, которые нельзя получить, используя лишь один из этих материалов. В процессе изготовления деталей из ПКМ применяют механическую обработку резанием. Особую сложность вызывает получение отверстий сверлением, поскольку процесс обработки композиционных материалов совершенно отличается от традиционных методов обработки металлов, что связано с анизотропными свойствами ПКМ.

Отличие процесса обработки композиционных материалов резанием состоит в том, что режущая кромка не образует стружку за счет сдвига, она ломает композиционный материал, обычно срезая матрицу и при этом разрушая армирующие волокна. Основные принципы обработки композитов заключаются в использовании инструмента с очень острой режущей кромкой и задним углом достаточным для обеспечения чистого среза и снижения трения задней поверхности сверла по поверхности заготовки. Важно минимизировать износ, так как изменение геометрии режущей кромки приводит к быстрому и чрезмерному тепловыделению, разрушению кромки и снижению качества поверхности деталей, под понятием качество отверстия в данной работе понимается обеспечение требуемой точности и правильной формы обработанного участка, отсутствие каких-либо дефектов: сколов, вырывов и т.п.

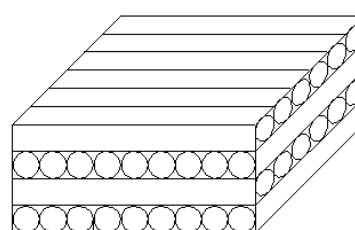
Обрабатываемые углепластики имеют низкую теплоотдачу, а так как стружка не образуется, то тепло неэффективно отводится из зоны резания. Поэтому следует учитывать влияние образующейся температуры, как на режущий материал, так и на материал заготовки. Чрезмерные температуры могут привести к разрушению матрицы композита.

Второй важный фактор – силы резания, которые надо учитывать при обработке композита, так как давление на компоненты и влияние режущей кромки на шероховатость и точность имеют первостепенное значение. Заготовки из ПКМ чувствительны к влиянию сил из-за того, что они зачастую тонкие, гибкие и пакетированы.

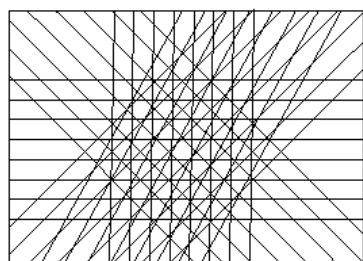
Сегодня сверление углепластика с алюминиевыми или титановыми слоями – обычная для аэрокосмической промышленности и автоспорта операция. Слоистые композиты состоят из чередующихся листов, склеенных таким образом, чтобы каждый последующий слой имел максимальную прочность в другом направлении. Примеры структуры армирования полимерных композиционных материалов изображены на рис. 1.



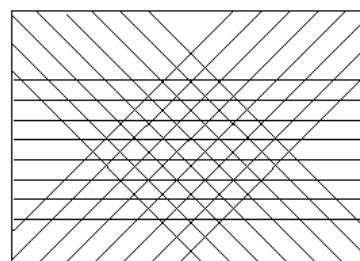
Однонаправленная



Продольно-поперечная



Гексагональная



Трансверсально-изотропная

Рис. 1 – Схемы армирования ПКМ

Получение отверстий в композитах сверлением представляет сложность, так как материал на входе и выходе отверстия может и расколоться, и даже расслоиться, визуально наблюдаются сколы и разлахмачивание ПКМ

Сверление углепластиков может производиться относительно просто, но когда к ним добавляются слои металла, титана или алюминия, то переход от композита к металлу требует корректировки режимов резания для того, чтобы стружка формировалась и транспортировалась не повреждая обработанную поверхность композита. Соответственно, режущий инструмент должен быть способен обработать оба типа этих очень разных материалов. Например, для обработки слоев наполнителя у сверл Ø6,5 мм ПРК

с $R = 1,94$ мм, передний угол $\gamma = 15^\circ$, задний $\alpha = 20^\circ$, износ $h_3 > 0,2$ мм. Сверление отверстий диаметром $2 \div 12$ мм в ПКМ с титаном обычно осуществляют со скоростями резания $100 \dots 200$ м/мин при низких подачах – $0,02 \dots 0,06$ мм/об.

Кроме режимов резания и геометрии сверла для обеспечения требований к качеству обработки необходимо правильно подобрать марку материала сверла.

Из-за необходимости обеспечения высокого качества поверхности отверстия, предъявляются особые требования к современным инструментальным материалам. Инструменты должны легко резать, вызывая минимальные силы, а различная геометрия необходима для выбора лучшего решения, так как свойства композитов неодинаковы. Выявлено, что наиболее эффективными инструментом оказались твердосплавные пластины ВК-8 с алмазным покрытием с двумя подрезающими режущими кромками (ПРК) [1].

Как следует из литературных источников, сверла с наконечниками из поликристаллического алмаза обеспечивают наибольшую стойкость инструмента, так как алмаз не подвергается износу при трении об углепластики и слоистые композиты, включая титан.

Скорость съема материала важна, но зачастую это не главный показатель. При обработке композитов на производительность больше влияет обеспечение требуемого качества отверстия в сочетании со стойкостью и стоимостью инструмента. Кроме материала инструмента, геометрии заточки, важным фактором получения качественной поверхности, является способ сверления [1], а также применение прокладок, как на входе, так и на выходе инструмента.

Исследования параметров процесса сверления ПКМ, влияющих на качество обработанных отверстий позволило установить, что на величину поверхностных сколов вокруг отверстия влияют, в первую очередь, выбор геометрических параметров сверла и, во вторую – параметры режима обработки.

Результаты показывают, что при вариантах сверлении с охлаждением и вибрациями, значения осевой силы, крутящего момента, имеют меньшую вариацию по сравнению с традиционным сверлением, т.е. предложенные способы сверления: как с охлаждением, так и с вибрациями обеспечивают более стабильную обработку отверстий в ПКМ.

При вариантах сверления с охлаждением и вибрациями, а так же в комбинированном варианте сверления с вибрациями и охлаждением, за-

фиксированы не только большие показатели стойкости сверл, но и меньшие вариации значений стойкости, значит процессы сверления с охлаждением, с вибрациями и в комбинации обеспечивают повышенную стойкость сверл.

В работе [2] установлено повышение стойкости сверл при сверлении с компенсирующими колебаниями на 35–45%, при сверлении с охлаждением воздушным потоком на 20–25%, при комбинированном способе сверления с вибрациями и охлаждением на 40–48%, по сравнению с традиционным сверлением.

За критерий затупления сверл принят технологический критерий. Проявлением технологического критерия являются признаки нарушения нормальной работы инструмента из-за резкого падения качества обработанных отверстий: выкрашивание на стенках отверстия матрицы ПКМ, появления предельной величины заусенца (вырывов) вокруг отверстия.

Заключение

Обеспечение требований к качеству обработанной сверлением поверхности требует специального инструмента как по марке материала, так и по его геометрии.

Список литературы

1. Новые режущие инструменты для обработки композиционных материалов// Двигатель. – 2010. — №6. —с.60
2. Дударев А.С. Автореферат диссертации «Повышение эффективности и качества обработки отверстий на основе стабилизации процесса сверления изделий из полимерных композиционных материалов, к.т.н. — Пермь. 2009. —с.160

СЕКЦИЯ 2.

ТЕХНОЛОГИИ И МАШИНЫ СВАРОЧНОГО ПРОИЗВОДСТВА

ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА СТЕКАНИЯ МЕТАЛЛА СВАРОЧНОЙ ВАННЫ ПРИ НАПЛАВКЕ НА НАКЛОННУЮ ПОВЕРХНОСТЬ

Трунков Анатолий Сергеевич¹, Труханов Константин Юрьевич², Сапожников Андрей Юрьевич³

¹старший преподаватель, нет; ²ассистент, нет; ³студент, нет

e-mail: ¹m2kf@bmstu-kaluga.ru; ²konstantin.truhanov@yandex.ru; ³zbsmne@rambler.ru

Наплавка применяется для изготовления и ремонта конструкций, подверженных износу, таких как барабаны дробильных машин, детали, работающие в агрессивных средах, ковши экскаватора и многие другие.

При наплавке валика на наклонную поверхность и поверхность вала возникает такое явление, как стекание. Стеkanie можно рассмотреть, как нарушение симметрии валика под действием силы тяжести. При стекании возможно образование такого поверхностного дефекта, как наплыв. Также возможно изменение механических и технологических свойств наплавленного металла. Для уменьшения стекания применяют различные технологические приемы, например, сварка короткой дугой.

Для исследования влияния различных технологических характеристик наплавки на стекание необходимо получить его численную оценку. В качестве численных характеристик геометрии наплавленного валика предлагается использовать: ширину валика (B), глубину проплавления (H), высоту валика (A), смещение вершины проплавления (dH), смещение вершины валика (dA), угол стекания (φ_1), угол натекания (φ_2), площадь натекания (F_2), площадь натекания проплавления (F'_2), площадь стекания (F_1) и площадь стекания проплавления (F'_1) (рисунок 1).

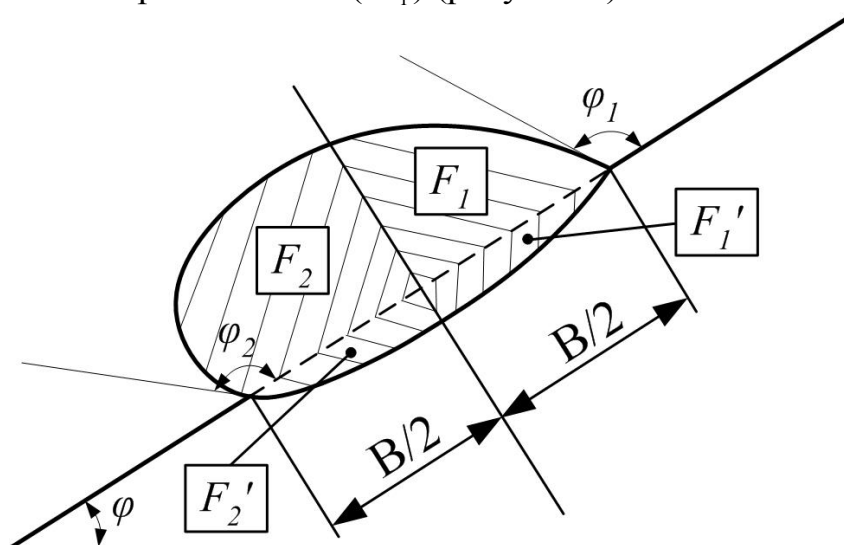


Рис. 1

Стекание также можно охарактеризовать краевым углом смачивания:

$$\cos(\theta) = \frac{\cos(\varphi_1) + \cos(\varphi_2)}{2}. \quad (1)$$

Для исследования информативности рассматриваемых характеристик были проведены эксперименты при различных параметрах режима наплавки. Наплавка выполнялась на наклонной пластине под углом $\varphi = 45^\circ$. После чего из пластины вырезались контрольные образцы, из которых изготавливались макрошлифы.

На рисунках 2 и 3 приведены примеры макрошлифов наплавленных валиков при различных значениях скорости наплавки v_H : макрошлиф №2 валика, полученного при скорости наплавки 175 мм/мин, макрошлиф №3 при 200 мм/мин.

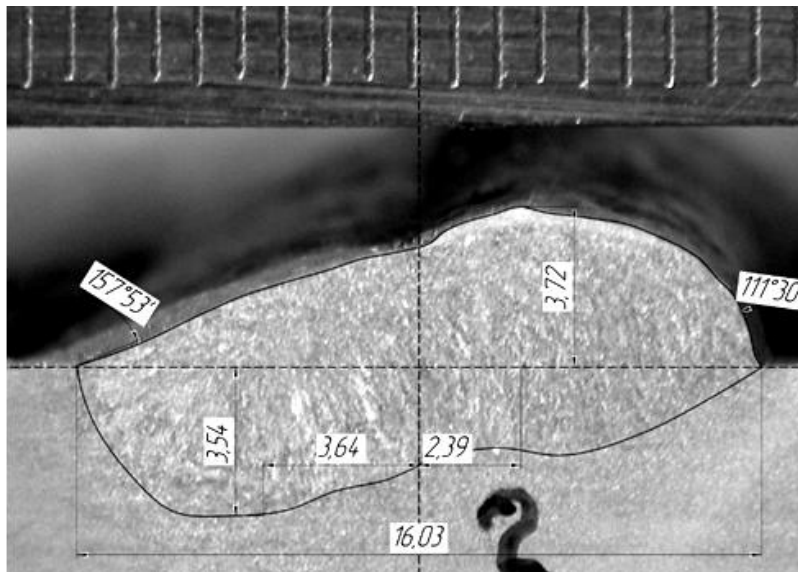


Рис. 2

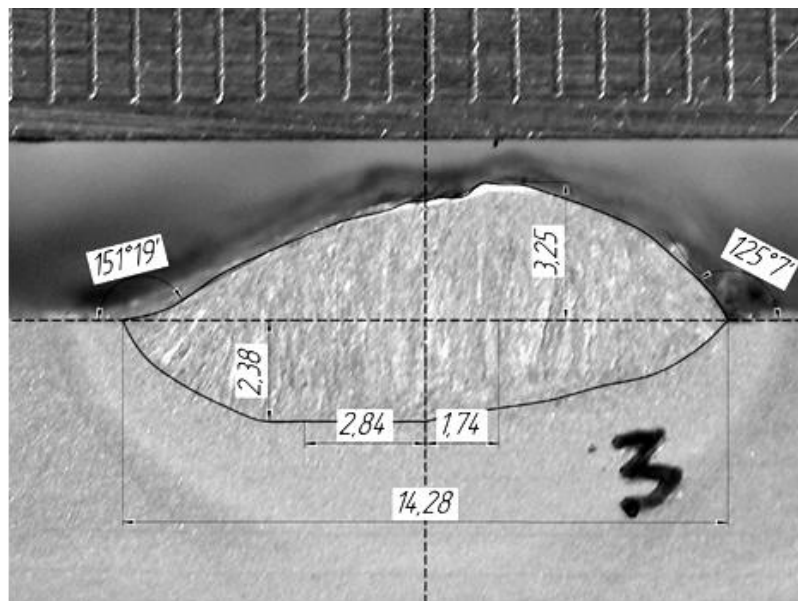


Рис. 3

В таблице 1 представлены соответствующие численные характеристики геометрических размеров для проведенных экспериментов.

Таблица 1

Геометрические параметры наплавленного валика

Геометрические параметры			Измеренные значения	
Название	Обозначение	Ед. изм.	Макрошлиф №2	Макрошлиф №3
Ширина	B	<i>мм</i>	16,03	14,28
Высота валика	A	<i>мм</i>	3,72	3,25
Глубина проплавления	H	<i>мм</i>	3,54	2,38
Смещение вершины проплавления	dH	<i>мм</i>	3,64	2,84
Смещение вершины валика	dA	<i>мм</i>	2,39	1,74
Площадь оттекания	F_1	<i>мм²</i>	12,54	11,05
Площадь натекания	F_2	<i>мм²</i>	24,23	17,12
Площадь оттекания проплавления	F'_1	<i>мм²</i>	23,03	14,28
Площадь натекания проплавления	F'_2	<i>мм²</i>	12,55	11,39
Площадь наплавки	F_H	<i>мм²</i>	36,77	28,17
Площадь проплавления	$F_{пр}$	<i>мм²</i>	35,58	25,67
Угол оттекания	φ_1	<i>град</i>	157°53'	151°19'
Угол натекания	φ_2	<i>град</i>	111°30'	125°70'

На основании полученных результатов рассчитывается коэффициент симметричности наплавки μ :

$$\mu = F_1 / F_2 \cdot \quad (2)$$

Его величина меняется от 0 до 1. Значение коэффициента 0 означает полное отсутствие симметричности, при выравнивании валика площадь стекания F_1 приближается к площади натекания F_2 , а коэффициент к 1. Для рассматриваемых режимов №2 и №3 наплавки коэффициент симметричности составляет $\mu_1 = 0,52$ и $\mu_2 = 0,65$, соответственно.

Полученные результаты показали, что предлагаемые характеристики позволяют численно охарактеризовать стекание и оценить влияние различных технологических параметров на его величину.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОПИСАНИЯ СВЯЗИ ПАРАМЕТРОВ РЕЖИМА СВАРКИ И ГЕОМЕТРИИ СВАРОЧНОЙ ВАННЫ

Труханов Константин Юрьевич¹, Ткачев Дмитрий Анатольевич², Вовченко Александр Владимирович³

¹ ассистент, нет; ² ассистент, нет; ³ студент, нет

e-mail: ¹konstantin.truhanov@yandex.ru; ²tkachoff88@mail.ru;
³vovchenko.aleksandr@mail.ru

Нейронные сети - очень мощный метод моделирования, позволяющий воспроизводить сложнейшие зависимости. В частности, нейронные сети нелинейны по своей природе. На протяжении многих лет линейное моделирование было основным методом моделирования в большинстве областей, поскольку для него хорошо разработаны процедуры оптимизации. В задачах, где линейная аппроксимация неудовлетворительна, линейные модели работают плохо. И в этом случае идеально подходят нейронные сети.

В данной работе рассмотрим процесс обучения нейросети и сравним ее выходные данные с математической моделью. В качестве исходных данных рассмотрим результаты экспериментов, приведенные в таблицах 1 и 2.

Таблица 1

Параметры режимов сварки

Режим	Сила тока I, A	Напряжение U, B	Скорость сварки $v, мм/с$	Толщина листа $\delta, мм$
1.1	195	14,0	10,0	2,0
1.2	140	12,5	7,5	
1.3	210	15,0	10,0	
2.1	210	15,3	8,5	2,5
2.2	240	16,0	10,0	
2.3	260	16,0	12,5	
2.4	270	16,2	13,5	
3.1	80	10,6	6,8	1,0
3.2	95	11,2	7,9	
3.3	125	12,1	10,5	
4.1	95	11,0	10,5	1,0
4.2	95	11,0	12,5	
4.3	95	11,2	7,9	

Результаты экспериментов

Режим	$a_f, мм$	$a_b, мм$	$b, мм$	$c, мм$
1.1	2,3	11,0	3,0	2,7
1.2	1,8	6,2	2,2	2,0
1.3	3,2	13,0	3,0	2,1
2.1	3,6	8,4	3,2	2,8
2.2	5,6	8,5	2,9	2,9
2.3	5,8	11,0	2,8	3,0
2.4	6,0	13,0	2,6	3,0
3.1	1,6	3,0	2,1	1,0
3.2	1,4	5,8	2,2	1,0
3.3	1,8	7,7	2,4	1,1
4.1	2,0	4,0	2,1	1,0
4.2	2,0	4,8	2,1	1,0
4.3	1,4	5,8	2,2	1,0

Ранее проводилось построение модели второго порядка, описанного полиномом:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i + \sum_{\substack{i,j=1 \\ i < j}}^k b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^k b_{ii} x_i^2. \quad (1)$$

В качестве независимых переменных (факторов) были выбраны параметры режима сварки $x_1 = I$, $x_2 = U$, $x_3 = v$, $x_4 = \delta$, а в качестве зависимых переменных (откликов) - полуось эллипсоида b , определяющую ширину сварочной ванны. Результаты моделирования приведены в виде графика на рисунке 1. Кривая 1 соответствует результатам опытов, представленных в таблице 2, кривая 2 и 3 – откликам, построенных моделей с различным числом отброшенных незначущих коэффициентов модели (1).

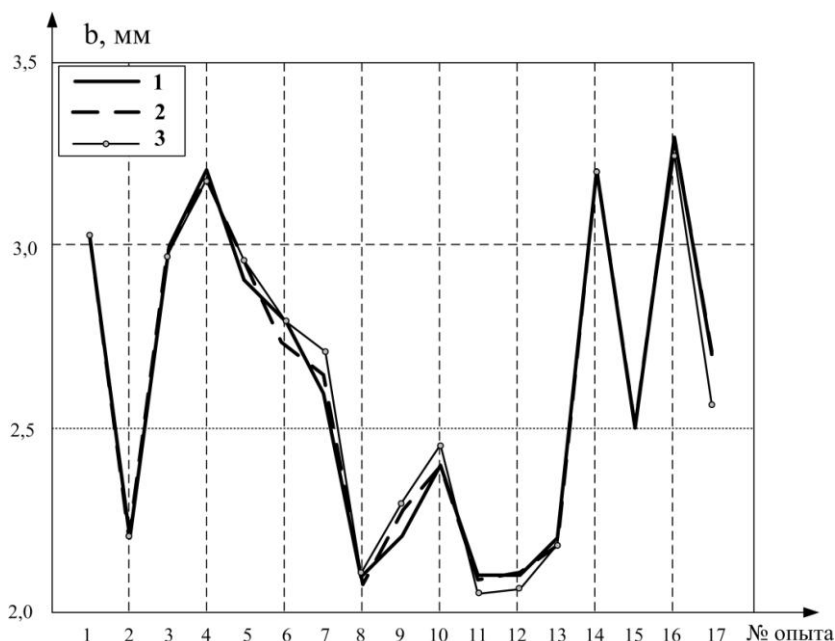


Рис.1

На основе экспериментальных данных была обучена нейронная сеть с прямой передачей сигнала и с обратным распространением ошибки, схема которой представлена на рисунке 2.

Входами сети являются: сила тока I , напряжение U и скорость сварки v ; выходами: длина передней и хвостовой части сварочной ванны a_f и a_b , а также ширина ванны b .

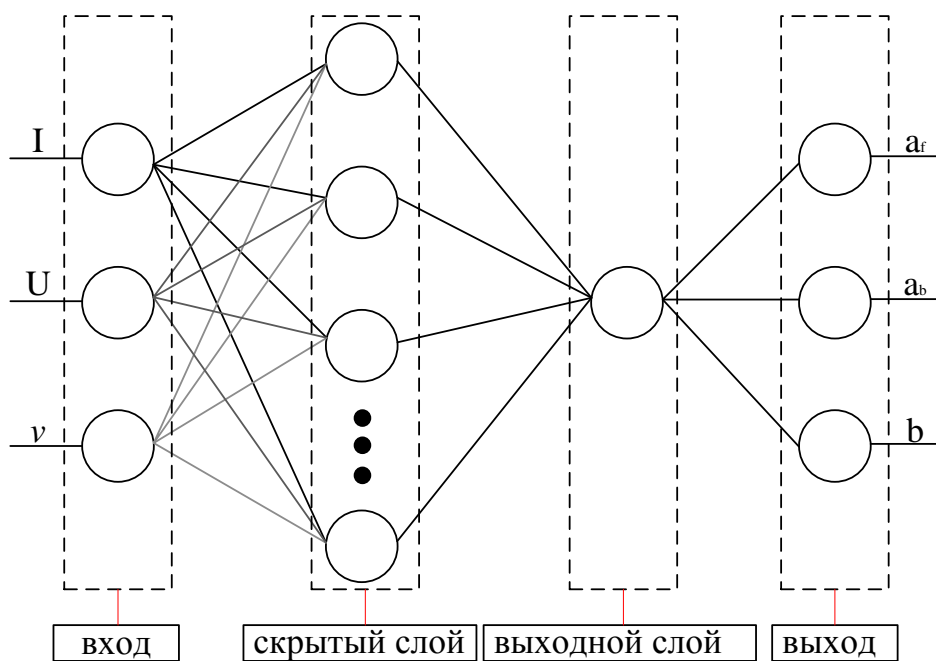


Рис. 2

В качестве тестового значения был использован эксперимент 4.3 (таблица 1 и 2). Результаты расчетов для параметра сварочной ванны b с помощью нейросети представлены на рисунке 3 (кривая 1 – экспериментальные значения, кривая 2 – расчетные).

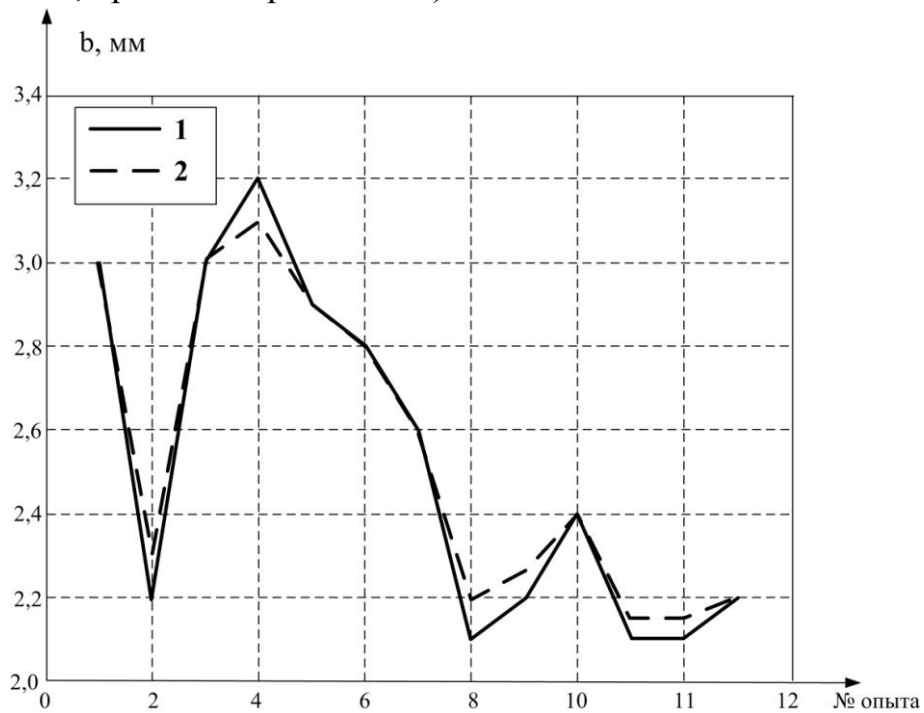


Рис.3

Результаты моделирования показали, что нейронная сеть позволяет достаточно точно определить параметры сварочной ванны. В отличие от математической модели, в которой накладывается ограничение на число опытов, необходимое для построения модели, нейронная сеть может обучаться на меньшем количестве экспериментов.

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ СВАРОЧНОГО КОНТУРА ПРИ КОНТАКТНОЙ СВАРКЕ МЕДНЫХ ДЕТАЛЕЙ

Парамонов С. С.¹, Максимов Н. Н.²

¹студент; ²доцент, к. т. н.

e-mail: ¹Paramonov231992@gmail.com; ²Paramonov231992@mail.ru

Магнитные поля оказывают определенное влияние на различные процессы сварки. Степень их воздействия на характеристики сварного соединения зависит от применяемого способа сварки и параметров самого магнитного поля.

Ещё Н. Н. Бенардос изучал влияние магнитного поля на процесс дуговой сварки.

При контактной сварке деталей с формированием литого ядра в контакте деталь - деталь магнитное поле влияет на перемешивание жидкого металла, а также способствует его сепарации и частично улучшает структуру.

В КФ МГТУ им. Н. Э. Баумана разработана технология контактной сварки меди и её сплавов с формированием сварной точки на кромках деталей. При этом соединение в контакте деталь-деталь формируется в твёрдой фазе. В области адиабатических кромок, при некоторых условиях, можно достичь начала плавления материала деталей непосредственно под вольфрамовыми вставками. Изотерма плавления распространяется от кромок к центру условного цилиндра металла под электродами и к контакту деталь-деталь. На рисунке 1 изображено распределение температурного поля в деталях и вольфрамовом электроде на момент времени $3,2 \cdot 10^{-1} \text{ с}$.

Полному выдавливанию материала деталей из-под электродов препятствует лишь некоторый объём не расплавившегося металла в условном цилиндре между электродами. Однако и этот объём не расплавившегося материала нагрет до высокотемпературного состояния ($920 \div 1000^{\circ} \text{ C}$). Поэтому для снижения деформации сварного соединения необходимо применять минимальные сварочные усилия, которые должны обеспечить протекание сварочного тока. Но электродинамические силы ($F_{э.д.}$), воздействующие на хоботы, электроды и другие токоведущие элементы сварочного контура, направлены противоположно прикладываемому сварочному усилию. При критических значениях усилия сварки электродинамические силы могут стать больше прилагаемого сварочного усилия ($F_{св}$), это приводит к отрыву электродов от поверхностей деталей и нарушению контакта (явление дребезга контактов). Очевидно, что для обеспечения непрерывно-

го протекания тока сварочное усилие ($F_{св}$) должно быть несколько выше границы дребезга контактов, то есть разрывающей электродинамической силы ($F_{э.д.}$).

Поэтому выявление величины электродинамической силы при контактной сварке медных деталей электродами с вольфрамowymi вставками является важной задачей при выборе параметров режима.

На рисунке 2 изображен сварочный контур в виде геометрической фигуры, где 1- зона соединения (зона сварки); $B_{к.т}$, B_x - векторы индукции от элементов контура; B_k - индукция, наведённая током, проходящим через зону соединения (или электроды $B_э$); $B_{т.в.э}$ - результирующий вектор от всех токоведущих элементов в зоне соединения, (F_k , $F_{т.в.э}$, $F_{др}$) - электродинамические силы.

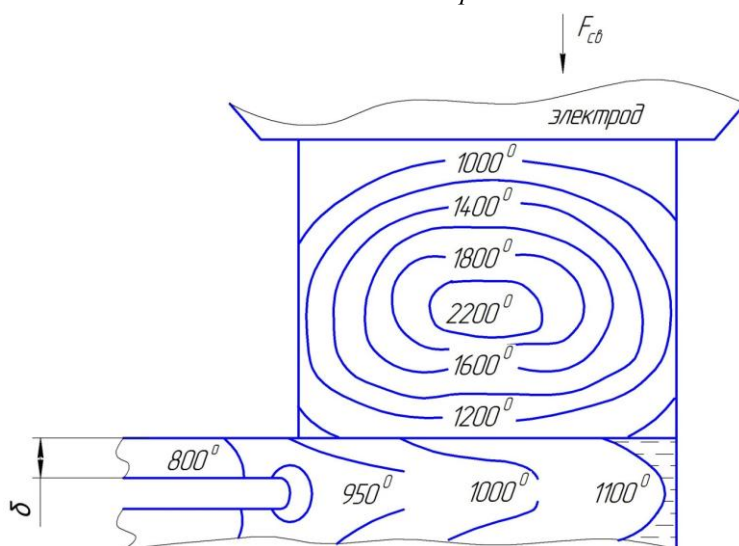


Рис. 1

При анализе магнитного поля в зоне контакта (рис. 2), его можно разделить на две составляющие: магнитное поле, наводимое током, протекающим непосредственно через зону соединения (B_k), и магнитное поле, которое наводится током, протекающим по всем остальным токоведущим элементам контура ($B_{т.в.э}$).

Из теоретической и технической электродинамики известно, что на элемент проводника dl с током i , находящегося в однородном магнитном поле с индукцией B , действует механическая сила:

$$d\vec{F} = i dl \cdot \vec{B} \text{ или } dF = B \cdot i dl \cdot \sin \beta, \quad (1)$$

где B - магнитная индукция, Тл; dl - длина проводника l , м; β - угол между направлением тока i в элементе проводника dl и вектором индукции \vec{B} .

Сила dF направлена перпендикулярно плоскости XZ , образованной направлением тока i в проводнике dl_1 и вектором \vec{B} .

Для расчёта силы необходимо знать индукцию B магнитного поля H в произвольной точке M , в данном случае принадлежащей элементу dl_1 . По закону Био-Савара-Лапласа в произвольной точке M :

$$dH = (i_2 \cdot dl_2 \cdot \sin \alpha) / 4 \cdot \pi \cdot r^2, \quad (2)$$

где: α - угол между направлением тока i_2 в элементе dl_2 проводника 1 лучом r .

Индукция B определяется по формуле:

$$B = \mu_0 \cdot H, \quad (3)$$

где: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ - магнитная проницаемость вакуума и, с достаточной точностью, диамагнитных и парамагнитных сред, к которым принадлежат проводники, Гн/м.

$$dB = (\mu_0 / 4\pi) \cdot i_2 \cdot dl_2 \cdot (\sin \alpha) / r^2. \quad (4)$$

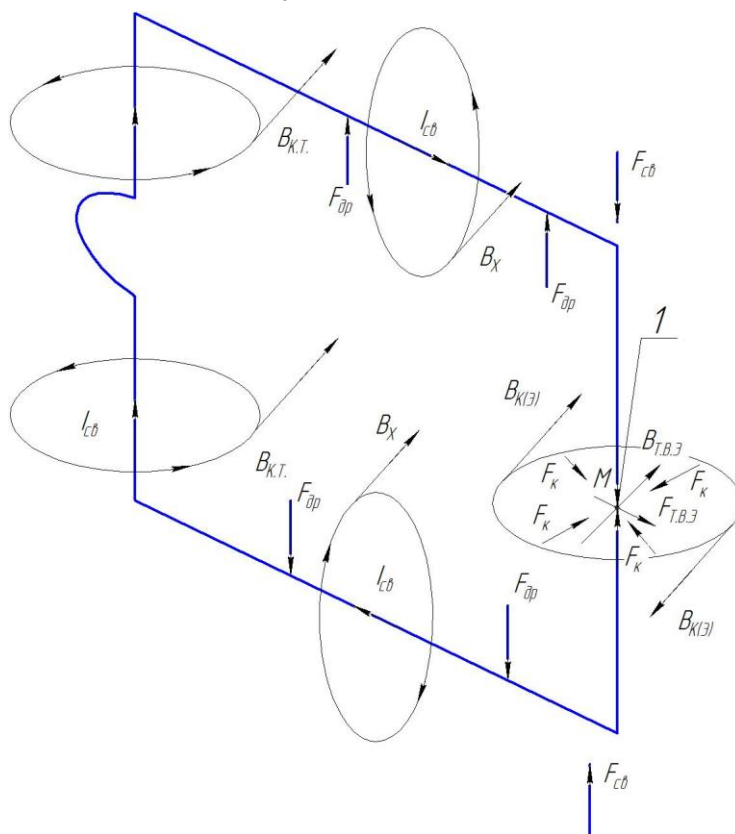


Рис. 2

Индукция в точке M , создаваемая током, проходящим по всему проводнику l_2 :

$$B = \mu_0 / 4\pi \int_0^{l_2} \frac{i_2 \cdot dl_2 \cdot \sin \alpha}{r^2}. \quad (5)$$

Формулы 4 и 5 справедливы для массивных проводников круглого и трубчатого сечений, когда можно считать, что токи проходят по осям проводников. Это действительно, если параметры проводников намного меньше расстояния между их осями и коэффициент добавочных потерь немного больше единицы.

Используя приведённые формулы и графоаналитический метод расчёта, были рассчитаны электродинамические силы ($F_{э.д.}$), действующие на токоведущие элементы (хоботы) контура ($F_{оп}$) (т.М рис. 2) от concentричных ($B_{к(э)}$) и результирующего векторов индукции ($B_{т.в.э}$).

В качестве исходных данных были выбраны минимальное значение тока сварки $I_{св} = 2000A$ и диаметра электродной вставки $4 \cdot 10^{-3} м$. Электродинамические силы, действующие на хоботы и создающие эффект дребезга контактов ($F_{оп}$), составляют порядка $50 \div 90H$ при сварочном токе 1000-4000А. Их следует компенсировать сварочным усилием ($F_{св}$). Учитывая некоторую неточность расчётов, определяемую принятыми допущениями, во избежание дребезга контактов применяли усилия сварки с начальным значением 70Н. При этом удельное давление составляло порядка $11 \div 12МПа$. Расчётные данные были подтверждены экспериментальными. Для измерения величины усилия в зоне соединения применялась динамометрическая скоба с индикатором часового типа. Проявление эффекта дребезга контактов регистрировалось посредством осциллографического сигнала, снимаемого с тороидального осциллографа С1-5. При искажении синусоидальных колебаний сварочное усилие увеличивалось посредством удлинения плеча подвески груза до восстановления процесса непрерывного протекания тока через свариваемые детали. Эти же приборы служили для регистрации величины сварочного тока в экспериментах.

Тарировка тороидального датчика производилась непосредственно на сварочной машине.

Сваривали образцы из меди М1 толщиной $5 \cdot 10^{-4} м$, шириной $5 \cdot 10^{-3} м$ и длиной $5 \cdot 10^{-2} м$. Применяли вольфрамовые вставки диаметром d_w , равном $(3,4 \text{ и } 5) \cdot 10^{-3} м$ с вылетом $l_w = 1,5d_w$ ($l_w / d_w = 1,5$). Для каждого диаметра проводилась коррекция величины сварочного тока $I_{св}$ с расчётом обеспечения плотности тока $j_{св}$ в пределах $170A / м^2$, время сварки $t_{св}$ выдерживалось в пределах 0,34с. На сваренных образцах с помощью микрометрической головки, закреплённой на скобе, проводилось измерение деформации Δ (глубины отпечатка электродов). Затем образцы

подвергались статическим испытаниям на растяжение отбортованного образца на разрывной машине РМУ-005-1.

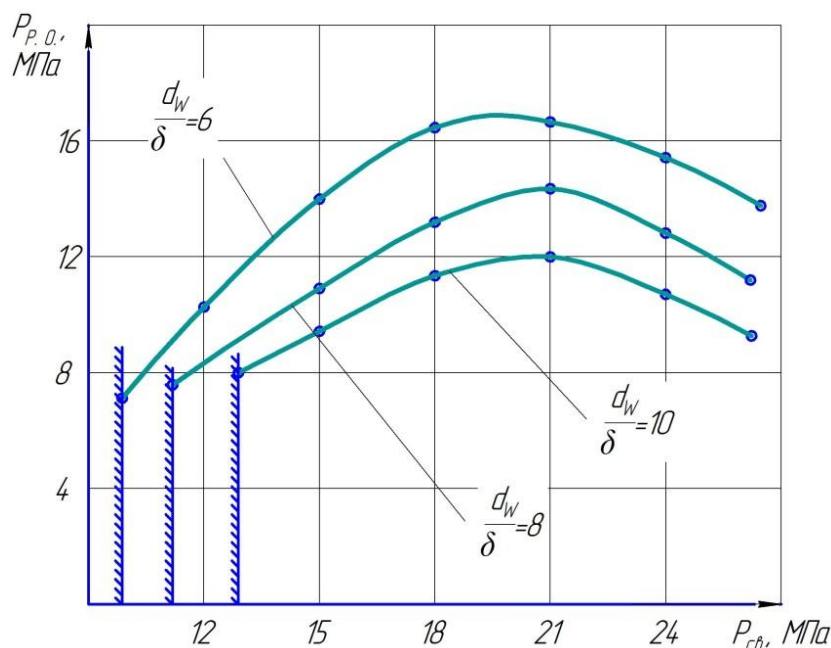


Рис. 3

На рисунке 3 представлены графические зависимости величины разрушающего усилия $P_{p.o.}$ в зависимости от сварочного давления при различных диаметрах вольфрамовых вставок. Пороговое значение сварочного давления, ниже которого начинает проявляться эффект дребезга контактов, показано на графиках в виде границы заштрихованной зоны.

Анализ данных показал, что в исследуемом диапазоне геометрических соотношений размеров вольфрамовых вставок (d_w и l_w) с толщиной деталей δ ($\frac{d_w}{\delta} = 6; 8; 10$; $\frac{l_w}{d_w} = 1,5$) и при конструктивных особенностях механизма нагружения машины МТ-809 с грузорычажным приводом, величина сварочного усилия ($F_{св.}$) находится в прямой зависимости от порога проявления эффекта дребезга контактов.

Для обеспечения максимальной прочности соединений при использовании вставок большего диаметра, а соответственно и большего сварочного тока, с целью компенсации электродинамических сил отталкивания необходимо увеличить сварочное давление в механизме нагружения. Значения этой величины можно определять расчётным путём или по графикам зависимости представленным на рисунке 3.

Список литературы

1. Баскаков С. И. Основы электродинамики. – М.: Советское радио, 1973.-248с.
2. Вольман В. И., Пименов В. Ю. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1971.-487с.
3. Максимов Н. Н., Витушкин В. С., Володин А. В. Особенности точечной сварки высокотеплоэлектропроводных материалов по кромке // Материалы научно-технической конференции стран СНГ. – Калининград. – М., 1993. – С. 40-41
4. Матвеев А. Н. Электродинамика. – М.: Высшая школа, 1980. – С. 177-180.
5. Орлов Б. Д., Марченко А. Л. Формирование литой зоны при точечной электросварке алюминиевых сплавов // Надёжность сварных соединений и конструкций: Сб. статей кафедр «Сварочное производство» в учебных заведениях Москвы. – М., 1967. – С. 186-197.
6. Таев И. С. Электрические аппараты. Общая теория. – М.: Энергия, 1997.– С. 263-268.
7. Холявский Г. Б. Расчёт электродинамических усилий в электрических аппаратах. – Л.: Энергия, 1971. – С. 6-77, 103-122.

РАЗРАБОТКА ОБРАЗЦОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОЧНОСТИ СОЕДИНЕНИЯ ПРИ ЭЛЕКТРОКОНТАКТНОЙ НАВАРКЕ ПРОВОЛОКОЙ

Потапов А.В.¹, Зезюля В.В.²

¹аспирант; ²доцент, к.т.н.

e-mail: ¹2furius@gmail.com; ²zezyulya-valera@mail.ru

Электроконтактная наварка проволокой (ЭКНП) является высокопроизводительным, энергосберегающим, экологически чистым способом ремонта и восстановления изношенных деталей машин. ЭКНП позволяет наносить на деталь слои металла с различными физико-механическими свойствами. Актуальными, имеющие первостепенное значение для обеспечения качественного покрытия восстанавливаемой детали, являются вопросы обеспечения необходимой прочности и бездефектного сцепления проволоки с основным металлом. Для определения качества сцепления приваренной проволоки с основным металлом были разработаны разборные образцы, позволяющие получить количественные зависимости прочности сцепления проволоки и образца от режимов сварки. Конструкция образца представлена на рис.1.

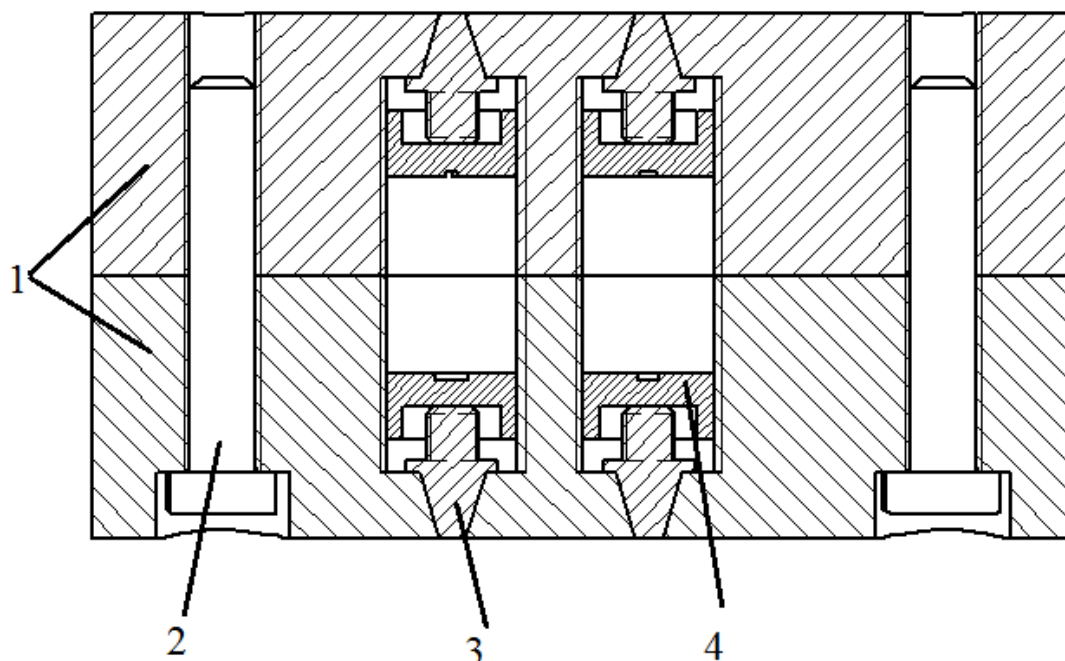


Рис.1. Разборный цилиндрический образец: 1 – полублок, 2 – винт, 3 – конический штифт, 4 – поджимная пробка

Образец состоит из двух полублоков 1, соединенных винтами 2, расположенных по краям. В теле полуцилиндров выполнены гнезда для штифтов 4, поджимаемые резьбовыми пробками 3. На хвостовиках штифтов выполнена резьба для соединения через специально переходник с тяговой машиной при отрыве штифтов от наваренного слоя. Испытание проводится следующим образом: образец и штифт закрепляется через технологическую оснастку на разрывном машине, определяется усилие отрыва штифта от наваренного материала.

Прочность сварного соединения рассчитывается по формуле:

$$\sigma = \frac{F}{A}, \text{ где}$$

A – Площадь торца штифта

F – Усилие отрыва штифта

Конструкция штифта показана на рис.2.

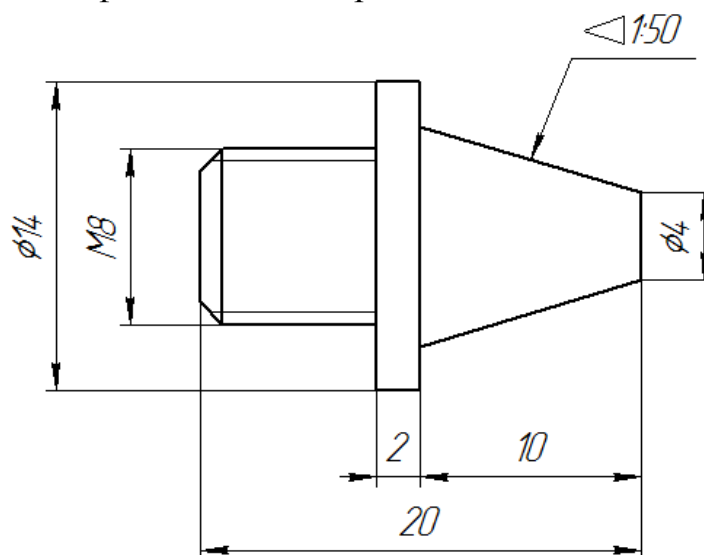


Рис.2. Конический поджимной штифт

Применение конических поджимных штифтов позволяет избежать зазоров между сопрягаемыми поверхностями гнезд и штифтов. Образец используется многократно после шлифовки, штифты же используются одноразово.

Разработанный образец позволит определить режимы электроконтактной наварки обеспечивающие необходимую прочность соединения наваренной проволоки и основного металла.

СЕКЦИЯ 3.

ФИЗИКА КОНДЕНСИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ ТОКА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА С ПЕЧАТНОЙ ПЛАТОЙ

Кузнецов В.В.¹

¹ассистент

e-mail: ¹ra3xdh@gmail.com

Если электронный компонент, несущий статический заряд, затем коснётся к какому-либо металлическому предмету, например к установочной головке, то произойдёт быстрый разряд. Соответствующая модель известна как CDM-модель или модель заряженного компонента [1].

Имеются данные [2] о том, что при соединении электронных компонентов с печатной платой, их порог отказа при CDM тестах снижается в несколько раз. Ассоциация ESDA [3] предлагается ввести особую модель ЭСР — модель заряженной платы (CBM — Charged board model).

На кафедре РЭТ МИЭМ НИУ ВШЭ в 2011 – 2013 годах проводилось моделирование и экспериментальное исследование воздействия CBM ЭСР на полевые транзисторы. В ходе исследований была разработана методика схемотехнического моделирования воздействия CBM ЭСР на полевые транзисторы [4], основанная на замене физических параметров объекта воздействия ЭСР на параметры компонентов эквивалентной электрической схемы воздействия CBM и ЭСР.

Целью данного исследования является экспериментальное исследование формы тока CBM ЭСР и сравнение с результатами моделирования эквивалентной схемы CBM ЭСР.

Воздействие ЭСР на полевой транзистор описывается следующей эквивалентной схемой (рис.1). Ёмкость C_{pcb} подключается к выводу истока транзистора.

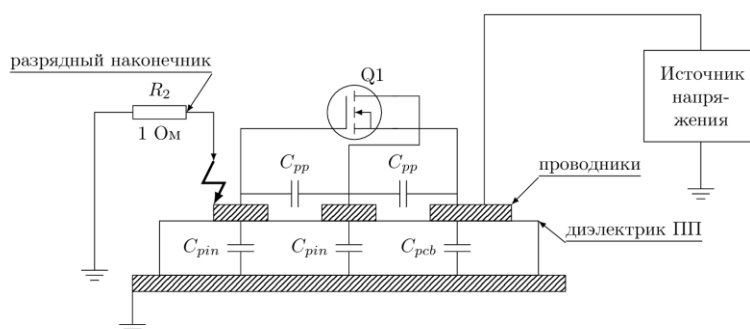


Рис. 1.

ЭСР инициируется при контакте заземлённого разрядного наконечника с выводом транзистора. Если после ЭСР с данным напряжением V_{test} произошёл отказ транзистора, то это напряжение можно рассматривать как порог отказа транзистора при СВМ ЭСР. Датчиком тока ЭСР служит резистор R2. Подключив к нему осциллограф, можно наблюдать на его дисплее форму тока импульса ЭСР. Паразитные индуктивности могут быть определены по данным [5], а сопротивление дуги — по данным [6, 7].

Имея параметры эквивалентной схемы можно провести моделирование в программе Qucs [8] и исследовать форму тока ЭСР. В результате моделирования переходного процесса получена форма тока ЭСР, показанная на рис. 2.

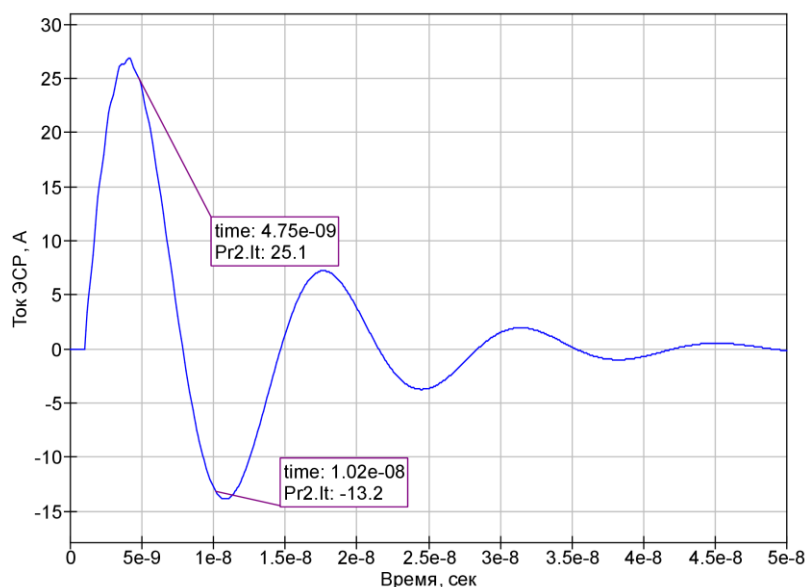


Рис. 2.

Отличием формы тока при СВМ ЭСР от формы тока СДМ ЭСР является то, что переходный процесс затянут и более высокая пиковая амплитуда тока.

Форма тока в виде затухающих колебаний свидетельствует о высокой добротности контура, по которому течёт ток ЭСР. Следовательно, сопротивление дуги при моделировании СВМ ЭСР с печатной платой при низких напряжениях (менее 500 В) можно принять равным менее 1 Ом.

В результате проведения тестов на имитаторе СВМ ЭСР известно, что транзистор IRF630, установленный на тестовую печатную плату отказывает при ЭСР с напряжением 480 В. Из результатов экспериментов и моделирования следует, что критерием отказа МОП-транзистора при СВМ ЭСР

служит превышение пиковым напряжением на затворе пробивного напряжения подзатворного диэлектрика (для IRF630 160 В) в два раза.

Проведём ЭСР тесты для МОП-транзисторов, установленных на тестовых печатных платах. Для этого используем стенд согласно схеме на рис.1. Форма измеренного и смоделированного тока показана на рис.3. Результаты моделирования хорошо согласуются с результатами экспериментов.

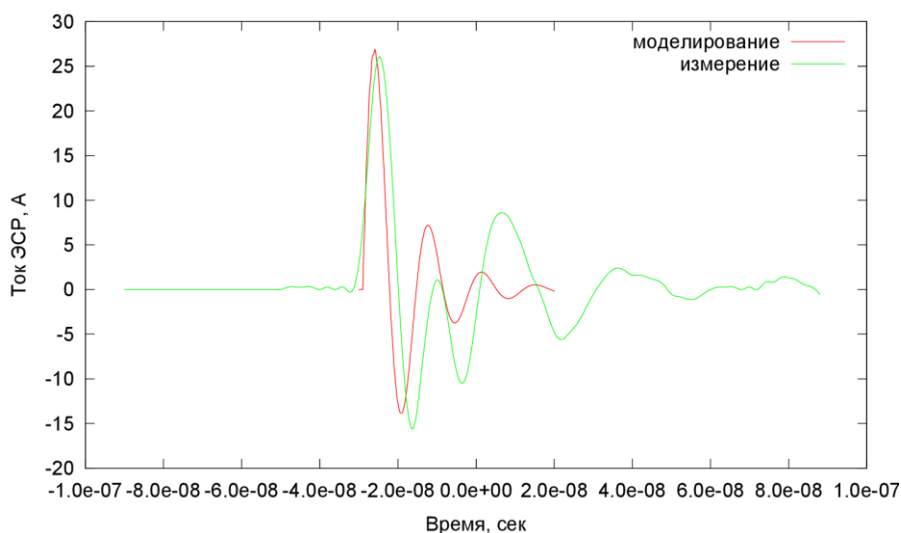


Рис. 3.

На основании сравнения экспериментальных данных с результатами моделирования можно заключить, что схемотехническая модель СВМ ЭСР, предложенная в [4] воспроизводит физические процессы при СВМ ЭСР корректно. Разработанная методика моделирования может применяться для расчёта порога отказа МОП-транзистора при СВМ ЭСР. Для применения данной методики необходимо знать эквивалентную ёмкость печатного монтажа (измеряется при помощи RCL-метра общего назначения), эквивалентную ёмкость печатного монтажа (рассчитывается на основании КД) и иметь в распоряжении параметры МОП-транзистора, предоставляемые производителем.

В результате исследований получены экспериментальные данные по форме тока ЭСР с печатной платой, которые практически отсутствуют в работах по тематике ЭСР.

Список литературы

1. *Кечиев Л. Н., Пожидаев Е. Д.* Защита электронных средств от воздействия статического электричества. — М.: ИД «Технологии», 2005. — 352 с.
2. *Colnar J., Trotman J., Petrice R.* Decreased CDM ratings for ESD-sensitive devices in printed circuit boards// In Compliance. — 2010. — September. — Pp.38 – 41.
3. Industry Council on ESD Target Levels. — White Paper 2: A Case for Lowering Component Level CDM ESD Specifications and Requirements, April, 2010.
4. *Кузнецов В. В., Кечиев Л. Н.* Исследование стойкости печатных узлов к воздействию электростатического разряда // Технологии ЭМС. — 2013. — № 1. — С. 29–38.
5. *Кечиев Л. Н.* Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. — М.: Группа ИДТ, 2007. — 618 с.
6. *Bonisch S., Kalkner W., Pommerenke D.* Modeling of short-gap ESD under consideration of different discharge mechanisms // Plasma Science, IEEE Transactions on. — 2003. — aug. — Vol. 31, no. 4. — Pp. 736 – 744.
7. *Bönisch S.* Die Electrostatische Entladung bei kleinen Abständen und Spannungen. Dr.-Ing. genehmigte Disseration. — TU Berlin, 2004. — 153 pp.
8. *Brinson M. E., Jahn S.* Qucs: A GPL software package for circuit simulation, compact device modelling and circuit macromodelling from DC to RF and beyond // International Journal of Numerical Modelling (IJNM): Electronic Networks, Devices and Fields. — 2008. — September. — Vol. 22, no. 4. — Pp. 297 – 319. <http://www3.interscience.wiley.com/journal/121397825/abstract>.

ПРИМЕНЕНИЕ КЛАССИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ФИЗИКИ В ТЕХНИКЕ МОДЕРНИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ОТПАЯННЫХ СО₂-ЛАЗЕРОВ

Титков А.П.¹, Пчелинцева Н.И.²

¹студент; ²доцент кафедры ФН1-КФ МФ МГТУ им. Н.Э. Баумана,
к.т.н.

e-mail: ¹axeltitkov@yandex.ru; ²pchelintseva.n@yandex.ru

Среди газовых лазеров тлеющего разряда наиболее востребованными в настоящее время являются отпаянные молекулярные и, прежде всего, лазеры на углекислом газе (СО₂-лазеры). Это связано как с тем, что длина волны излучения СО₂-лазера лежит в окне прозрачности атмосферы, так и с тем, что он обеспечивает генерацию более чем на 130 линиях [1]. Промышленные лазеры, такие как ЛГ-43 и ИЛГН-7701, излучающие на длине волны 10,6 мкм, обладая мощностью порядка 50 Вт и сроком службы 5000 часов, имеют довольно значительные габариты активного элемента (излучателя) и довольно громоздкую систему охлаждения. Малогабаритные СО₂-лазеры ЛГ-23 и ЛГ-74 удобны для применения в мобильных движущихся устройствах, но имеют для ряда применений недостаточную мощность (1..2 Вт) и срок службы (500 ч). Достоинства и недостатки таких лазеров объясняются особенностями состава их активной газовой смеси. Как правило, в нее входят наряду с основным источником излучателя СО₂ (4 гПа), N₂ (4 гПа) и He (26 гПа). В некоторых случаях в смесь добавляют ксенон (Xe). Назначение каждой из добавленных в смесь компонент хорошо обосновано: гелий поддерживает функционирование и стабильность тлеющего разряда, предотвращает девозбуждение и, понятно, способствует охлаждению смеси (хотя стенки активного элемента и охлаждаются водой, иногда жидким азотом); азот на порядок повышает мощность излучения, поскольку при добавлении в смесь N₂ эффективность возбуждения резко повышается за счет ударов второго рода [1]. К тому же, N₂ характеризуется более высокой теплопроводностью, чем СО₂, поэтому он, как и гелий, облегчает теплоотвод. Считают, что добавка в СО₂-смесь соединений SnCl₄, CCl₄, MoF₆ порядка до 5 % приводит также к уменьшению температуры разряда [1]. Исходя из краткого обобщения процессов, недостаточный срок службы малогабаритных СО₂-лазеров отпаянного типа связан, прежде всего, с диссоциацией СО₂ электронами тлеющего разряда. Поэтому необходимо вводить в смесь такие добавки, которые бы способствовали полученному в результате процесса диссоциации углекислого газа монооксиду (СО) снова превратиться в СО₂. Оказалось, что, действительно, большое

количество гелия и добавка водяных паров (до 1 %) нивелируют CO_2 -диссоциацию путем окисления CO .

Более эффективным оказалось окисление CO до CO_2 кислородом, выделившимся при нагреве оксидов (CuO , Fe_2O_3 и др.), или на поверхности Cu_2O , если она является составной частью катодного узла отпаянного молекулярного лазера, с которой и происходит взаимодействие монооксида углерода. Требования к структуре Cu_2O , толщине покрытия и способу получения до настоящего времени не сформулированы, несмотря на значительное количество зарубежных и отечественных публикаций по данной проблеме.

В данной работе сделана попытка применить известные методы экспериментальной физики для отработки техники получения пленок или покрытий электродных узлов малогабаритных CO_2 -лазеров с целью увеличения их долговечности. Принципы получения и исследования таких покрытий в отпаянных приборах, например, в виде наноструктурированной Cu_2O , предназначенной для окисления CO в CO_2 [3], или в виде пленок титана, необходимых для поглощения примесных газов [4], были отработаны с использованием методов хроматографии, масс-спектрометрии и катодного распыления. Описанная в [4] технология получения пленок, в принципе, могла бы быть использована и в нашем случае для получения оксидных пленок Ag_2O и Cu_2O . Чтобы отработать технику получения этих покрытий и применить их в электродах, необходимо изучить физико-химические принципы формирования пленок, снять и проанализировать кинетику окисления серебра и меди и, в конечном счете, опробовать покрытия из Cu_2O и Ag_2O в анодных и катодных малогабаритных CO_2 -лазерах.

Если для Ag_2O эти исследования практически уже выполнены ранее, и она уже широко применялась в различных сферах науки и техники, то Cu_2O только лишь в настоящее время детально изучается, а ее структурные особенности описаны сравнительно недавно [5].

Для вышеуказанных целей экспериментальная вакуумная установка нами строилась по схеме В.С. Петрова для микрогравиметрии, реализованная в [6]. Установка выполнялась из нержавеющей стали и содержала прогреваемые прозрачные окна. Она являлась универсальной и позволяла присоединять в себе узлы различного функционального назначения. Схема универсальной микрогравиметрической установки приведена на рис. 1.

Универсальная установка включает в себя микроскоп (1), находящийся непосредственно вблизи ее корпуса (2), основной элемент – кварцевые микровесы (3), сменяемые узлы различного назначения (4), соединяемые через фланцы, противовес (5), квадрупольный фильтр масс (6), магнитную заслонку (7), нагреватель (8), термопару (9), токовводы нагревательного элемента (10), исследуемый образец (11) и окно загрузки (12). Через фланец, противоположный позиции (6), универсальная установка подсоединяется к откачному посту, реализующие различные методы вакуумного на-

пыления. Здесь имеется и автономная система измерения конденсации паров на микровесах, и сменный охлаждаемый кварцевый резонатор с собственной частотой колебаний 6 МГц. Общее давление в вакуумной системе, обеспечиваемое откачным постом, составляло $5 \cdot 10^{-7}$ мм рт. ст. ($6,6 \cdot 10^{-5}$ Па). Откачной пост оборудован системой напуска газов (кислорода), устройством для поддержания горения тлеющего разряда, азотной ловушкой, а водяная система охлаждения вакуумного поста могла охлаждать подложку с двумя и более кварцевыми резонаторами.

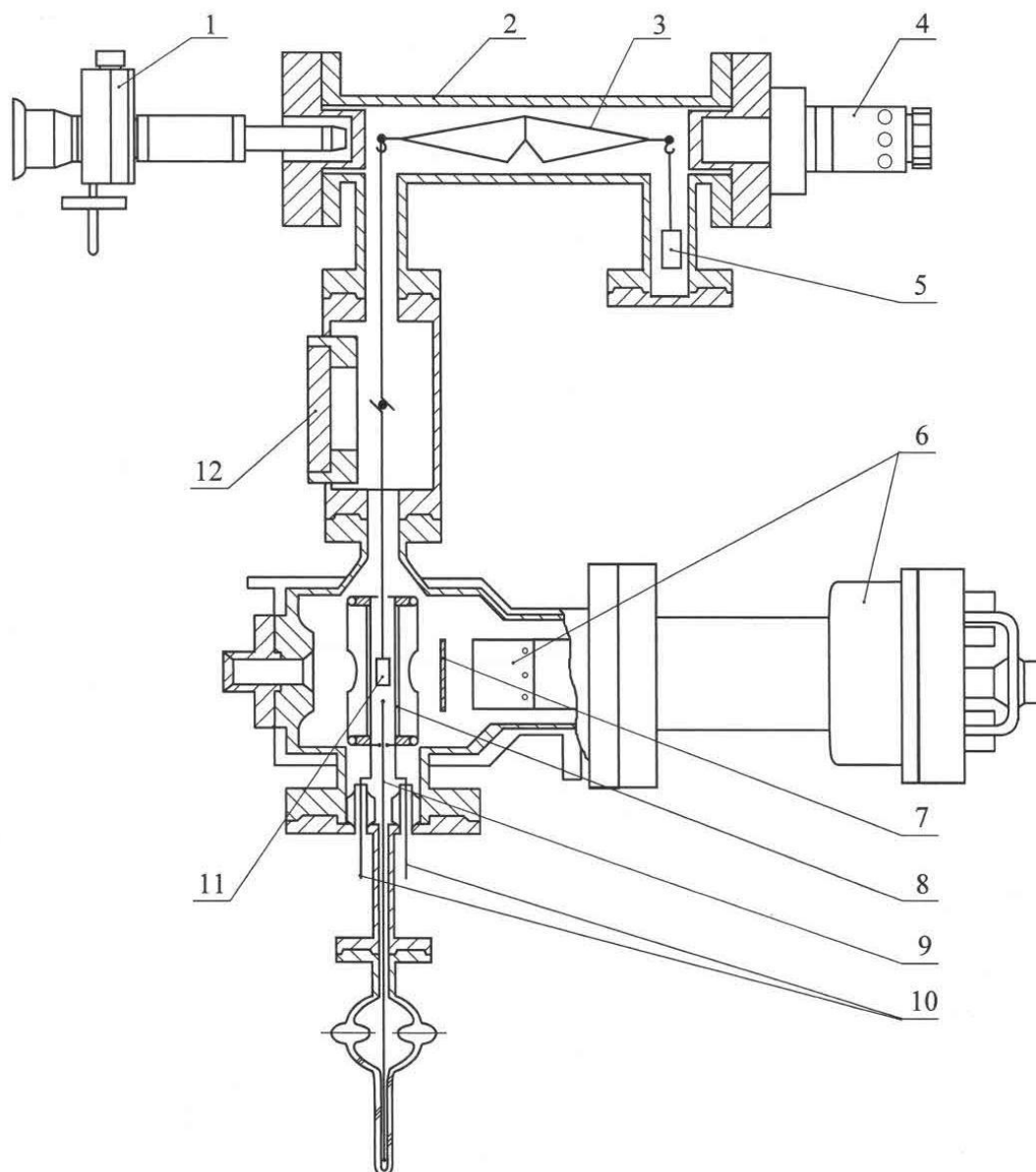


Рис. 1

В данном эксперименте материалом мишени служили медные проволоки, а испаренные частицы Си подвергались окислению. В эксперименте фиксировалось изменение частоты (Δf) кварцевого резонатора во времени при напылении на него пленки, которое пропорционально, как хорошо это

отработано в [7], изменению массы охлажденного вещества (Δm): $\Delta f \sim \Delta m$. Поскольку в камеру специальным натекателем напускали кислород при регулируемых давлениях (змеевик системы напуска охлаждался жидким азотом), то при получении оксидов меди в чистых условиях установили, что если тлеющий разряд в кислороде осуществлялся при низком давлении, то образовывался Cu_2O , а при более высоких давлениях кислорода, а, следовательно, и напряжениях горения – получали CuO .

В процессе выполнения экспериментальных исследований были получены данные и построены типичные зависимости, характеризующие рост оксидных пленок, изучены особенности их структуры при использовании «сухого» кислорода и тлеющего разряда. Это даст возможность предложить и отработать технологию и рациональные режимы получения пленок из Cu_2O для электродных узлов малогабаритных лазеров на углекислом газе с целью резкого повышения их срока службы.

Список литературы

1. Привалов В.Е., Фотиади А.Э., Шеманин В.Г. Лазеры и экологический мониторинг атмосферы: Учебное пособие. – СПб.: Изд-во «Лань». – 2013. – 288 с.
2. Пчелинцева Н.И. Способы формирования и методы исследования пленочных и композиционных электродов для малогабаритных лазеров на углекислом газе. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. М., 2012. – 16 с.
3. Уникальные технологии разработки и производства электронной компонентной базы / К.А. Амеличева, В.П. Марин, Н.И. Пчелинцева, Н.В. Яранцев // Наукоемкие технологии. – 2012 г. – Т.13. – №2 – С. 61-72.
4. Поглощение примесных газов в отпаянном атомарном лазере пленкой титана, полученной методом катодного распыления / В.Э. Бругер, И.И. Савельев, Е.В. Сухов, Э.П. Пролейко, Л.Д. Маш, Н.И. Пчелинцева // Наукоемкие технологии. – 2012 г. – Т.13. – №4 – С. 32-35.
5. Exploring monovalent copper compounds with oxygen and hydrogen / Pavel A. Korzhavyi, Inna L. Soroka, Eyvaz I. Isaev, Christina Lilja, Bötje Johansson // PNAS January 17, 2012, v. 109, №3: www.pnas.org/cgi/doi/10.1073/pnas.1115834109.
6. Жданов С.М. Технологические основы разработки композиционных эмиттеров вторичных электронов для вакуумных изделий электронной техники. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. М., 2001. – 27 с.
7. Коржавый А.П. Материалы с высокой устойчивостью к распылению на основе легких металлов для холодных источников электронов // Наукоемкие технологии. – 2001 г. – Т.2. – №4 – С. 29-32.

МОДИФИКАЦИЯ МДП-ПРИБОРОВ СИЛЬНОПОЛЕВОЙ ИНЖЕКЦИЙ ЭЛЕКТРОНОВ В ПОДЗАТВОРНЫЙ ДИЭЛЕКТРИК

Андреев Дмитрий Владимирович¹, Столяров Александр Алексеевич²

¹аспирант; ²профессор, доктор технических наук
e-mail: ¹dandreeveic@gmail.com; ²alalstol@mail.ru

В последнее время благодаря разработке новых диэлектрических пленок и методов управляемого воздействия на них стало возможным проводить радиационную и сильнополевую обработку МДП-структур с целью улучшения и модификации их характеристик [1-5]. Создание полупроводниковых приборов, параметрами которых можно управлять после их изготовления, позволит в перспективе уменьшить номенклатуру выпускаемых полупроводниковых приборов и интегральных схем, используя универсальные приборы, параметры которых можно изменять после их изготовления, как у изготовителя, так и у потребителя.

Целью данной работы является рассмотрение возможности модификации электрофизических характеристик МДП-структур путём сильнополевой туннельной инжекции электронов в подзатворный диэлектрик.

В качестве экспериментальных образцов использовались тестовые МДП-конденсаторы на основе термического диоксида кремния (SiO_2) и пленки SiO_2 , пассивированной слоем фосфорно-силикатного стекла (ФСС), изготовленные на кремнии n-типа. Двуокись кремния толщиной $30 \div 100$ нм получали термическим окислением кремния в атмосфере кислорода при температуре 1000°C с добавлением 3% HCl. Пленку ФСС формировали диффузией фосфора из газовой фазы путем пиролиза смеси $\text{POCl}_3\text{-O}_2$ при температуре 900°C . С целью получения экспериментальных образцов с различной толщиной ФСС варьировалось время загонки фосфора в пределах от 3 до 6 минут. В качестве затвора использовались плёнки поликремния (Si^*) толщиной 0,6 мкм, легированные фосфором до $20 \text{ Ом}/\square$ и пленки алюминия толщиной 1,2 мкм площадью $10^{-4} \div 10^{-2} \text{ см}^2$.

Для инжекционной модификации электрофизических характеристик МДП-структур использовалась сильнополевая туннельная инжекция электронов из кремниевой подложки [1,2] в режиме протекания постоянного инжекционного тока плотностью от 0,1 до $10 \text{ мкА}/\text{см}^2$ в диапазоне темпе-

ратур от 20 до 100 °С. В процессе инъекции осуществлялся контроль напряжения на МДП-структуре, что позволило получить информацию об изменении зарядового состояния диэлектрической пленки непосредственно в процессе модификации. Для определения величины термостабильной компоненты накопленного в диэлектрике отрицательного заряда, после инъекционных воздействий МДП-структуры подвергались отжигу при температуре 200 °С в течение времени от 200 с до 30 мин.

Изменение зарядового состояния МДП-структур контролировалось с использованием высокочастотного C-V метода и метода многоуровневой токовой нагрузки [6]. В течение сильнополевой инъекции, в режиме протекания постоянного тока измерялось приращение напряжения на МДП-структуре ΔV_T , характеризующее изменение зарядового состояния исследуемого образца [4,6].

В ранее проведенных исследованиях [4,5] было показано, что отрицательный заряд, накапливающийся в плёнке ФСС в структурах Si-SiO₂-ФСС-Al в процессе туннельной инъекции электронов в сильных электрических полях, может использоваться для коррекции порогового напряжения МДП-приборов с такой структурой. На основе измерения токов термостимулированной деполяризации и исследования изотермической релаксации C-V характеристик при нескольких фиксированных температурах установлено, что при сильнополевой туннельной инъекции электронов в МДП-структурах Si-SiO₂-ФСС-Al накапливаемый отрицательный заряд состоит из двух компонент. Первая компонента обладает низкой термополевой стабильностью и практически полностью стекает при отжиге 200 °С. Вторая - термостабильная компонента заряда - начинает релаксировать лишь при температурах более 230 °С. Таким образом, для получения приборов с высокой термополевой стабильностью после модификации зарядового состояния инъекцией электронов их необходимо отжигать при температурах около 200 °С.

На рисунке 1 приведены зависимости сдвига порогового напряжения МДП-транзистора после сильнополевой туннельной инъекции электронов из кремниевой подложки (кривая 1) и последующего отжига (кривая 2) от времени инъекции. Для реализации режима сильнополевой инъекции электронов из кремниевой подложки к затвору МДП-транзистора прикладывался импульс постоянного тока плотностью 1 мкА/см².

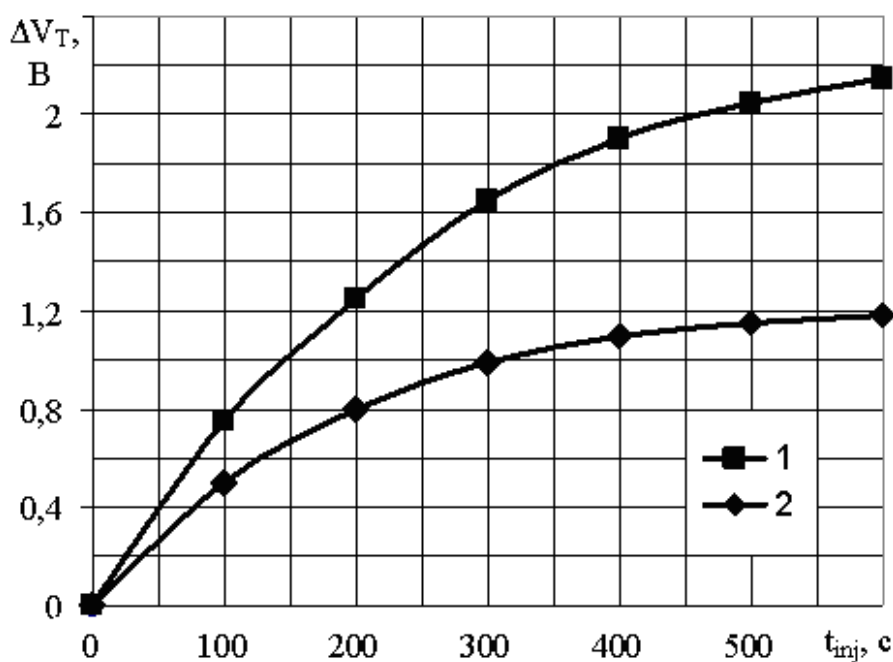


Рис. 1

Кривая 2 на рисунке 1 характеризует термостабильную компоненту отрицательного заряда, для получения которой после инжекционной модификации МДП-транзисторы отжигались при температуре 200 °С в течение 20 мин. Как видно из рисунка 1, термостабильная компонента отрицательного заряда составляет около 60 % от общей плотности заряда, накопленного в диэлектрике в процессе инжекции.

Другим направлением применения сильнополевой туннельной инжекции для модификации диэлектрических пленок МДП-структур является проведение инжекционно-термической обработки (ИТО), позволяющей повышать надежность МДП-приборов и выявлять образцы, содержащие зарядовые дефекты. Инжекционно-термическая обработка МДП-структур заключается в сильнополевой инжекции в диэлектрик заданной плотности заряда электронов и последующем высокотемпературном (200 °С) отжиге образцов. В работах [3,4,5] была показана идентичность большинства процессов деградации МДП-структур, протекающих при воздействии ионизирующей радиации и при сильнополевой инжекции электронов в диэлектрик. Замена радиационных обработок сильнополевой инжекцией существенно упрощает процесс испытаний, а также позволяет получить большой объем дополнительной информации за счет контроля изменения зарядового состояния подзатворного диэлектрика в процессе сильнополевого воздействия. Показано, что для уменьшения вероятности пробоя подзатворного диэлектрика и повышения эффективности ИТО сильнополевую инжекцию заряда желательно проводить при комнатной температуре.

На рис. 2 показаны относительные гистограммы распределения МДП структур по плотности заряда, инжестированного до пробоя диэлектрика, иллюстрирующие влияние ИТО. Гистограмма 1 на рис. 2 соответствует группе структур без ИТО, а гистограмма 2 соответствует группе структур после ИТО.

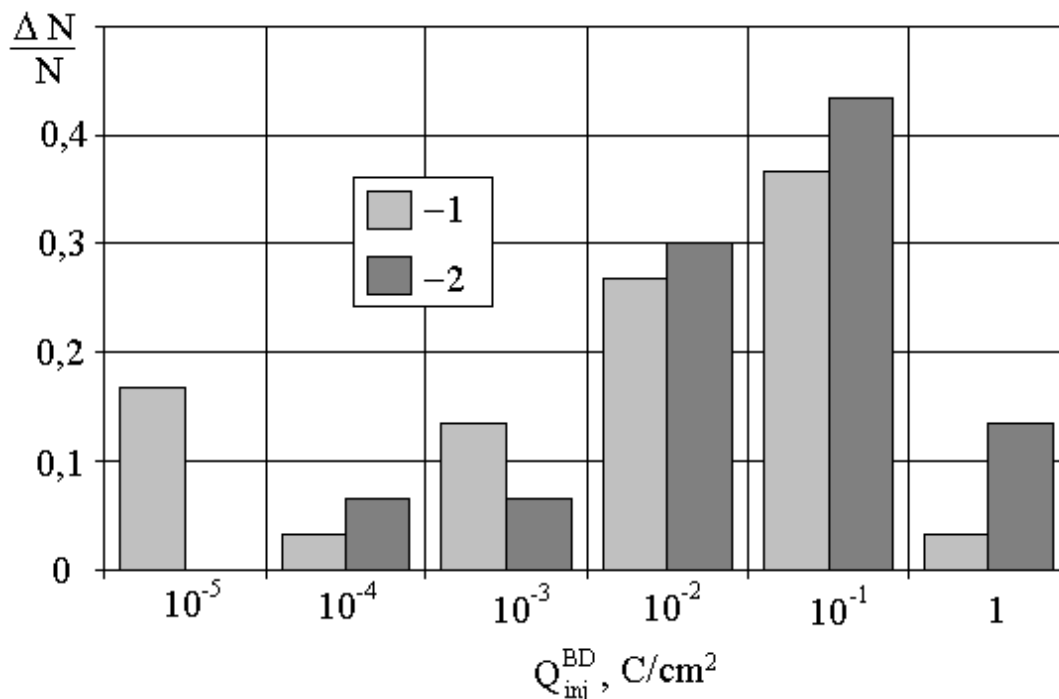


Рис. 2

Из гистограмм, приведенных на рис. 2, видно, что ИТО позволяет выявлять и устранять структуры с грубыми дефектами изоляции. В результате, после обработки практически отсутствуют структуры с малым (менее 1 мКл/см^2) зарядом, инжестированным до пробоя, и при этом не снижается инжекционный ресурс образцов, что является положительным фактом при проведении ИТО. Благодаря применению инжекционно-термической обработки, происходит достаточно заметное повышение инжекционной и радиационной стойкости МДП-структур (рис. 2), что может быть объяснено образованием более совершенной структуры подзатворного диэлектрика, поскольку сильнополевая инжекция электронов разрывает напряженные связи в пленке SiO_2 и на границе раздела Si-SiO_2 , а последующий отжиг восстанавливает валентные связи, но уже без их деформации [4].

Работа выполнена в рамках реализации проекта министерства образования и науки РФ, а также при финансовой поддержке РФФИ и администрации Калужской области.

Список литературы

1. Назаров А.Н., Лысенко В.С. ВЧ плазменная обработка как метод радиационно-термического наводораживания микроэлектронных кремниевых структур // Микроэлектроника. 1994. Т.23. № 4. С.45-65.
2. Левин М. Н., Татаринцев А.В., Макаренко В.А., Гитлин В.Р. Моделирование процессов рентгеновской корректировки пороговых напряжений МДП-интегральных схем// Микроэлектроника. 2006. Т. 35. № 5. С.382-391.
3. Lombardo S., Stathis J.H., Linder P., Pey K.L., Palumbo F., Tung C.H. Dielectric breakdown mechanisms in gate oxides// J. Appl. Phys. 2005. Vol.98. P.121301.
4. Bondarenko G.G., Andreev V.V., Maslovsky V.M., Stolyarov A.A., Drach V.E. Plasma and injection modification of gate dielectric in MOS structures// Thin solid films. 2003. V.427. P.377-380.
5. Андреев В.В., Бондаренко Г.Г., Столяров А.А., Васютин М.С., Коротков С.И. Влияние температуры на инжекционную модификацию диэлектрических пленок МДП-структур// Перспективные материалы. 2008 № 5. С.26-30.
6. Andreev V.V., Bondarenko G.G., Maslovsky V.M., Stolyarov A.A. Multilevel current stress technique for investigation thin oxide layers of MOS structures // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 41 (2012) 012017.

ВЛИЯНИЕ ДОЗЫ ПОДЛЕГИРОВАНИЯ КАНАЛА МДП-ТРАНЗИСТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО СТАБИЛИЗАТОРА ТОКА

Чернова Наталья Николаевна¹, Андреев Владимир Викторович²

¹студент; ²профессор, д.т.н.

e-mail: ¹nataly.mrr@gmail.com; ²andreev@bmstu-kaluga.ru

В настоящее время высоковольтные слаботочные стабилизаторы тока на основе МДП-транзисторов широко используются в устройствах телефонии, пожарной сигнализации и др., работающих в «дежурном» режиме.

Целью данной работы являлась оптимизация технологического процесса изготовления кристалла высоковольтного слаботочного стабилизатора тока для обеспечения необходимой величины тока стабилизации (тока стока МДП-транзистора $I_{сток}$).

Для высоковольтного слаботочного стабилизатора тока (КЖ-101А) используются пластины, с исходной структурой $100 \frac{35KЭФ27}{420KЭC0,01(100)}$.

Подлегиrowание канала МДП-транзистора этих стабилизаторов осуществляется в установке ионного легирования «ЛАДА-30».

После длительного простоя установки ионного легирования «ЛАДА-30» (ремонт) был проведён контрольный процесс на спутнике КДБ-12 (100). Режимы легирования: $D = 2,0 \cdot 10^{14} \frac{ионов}{см^2}$, $E = 75кВ$. Отжиг осуществлялся после химической обработки 30 минут в N_2 при температуре $T = 850^{\circ}C$.

Были полученные следующие параметры спутника: поверхностное сопротивление $\rho_s = 150 - 152 \frac{Ом}{\square}$, глубина $X_j = 0,7 - 0,8 мкм$.

Сравнивая результат проведённого контрольного процесса с предыдущими контрольными процессами, был сделан вывод, что установка «ЛАДА-30» обеспечивает получение заданных параметров легирования.

Было принято решение подобрать режимы легирования для получения максимально возможного выхода годных изделий КЖ-101А. Для этого на одной рабочей пластине партии СТ-1 (пластина №1) было выполнено под-

легирование канала со следующими режимами: $D = 1,1 \cdot 10^{14} \frac{\text{ионов}}{\text{см}^2}$, $E = 75\text{кВ}$. Легирование осуществлялось после проведения фотолитографии в кремний свободный от окисла.

Подлегированная пластина была отправлена на следующие операции в соответствии с технологическим маршрутом:

- химическая обработка,
- окисление под затвор,
- фотолитография контактные окна,
- химическая обработка,
- напыление алюминия,
- фотолитография по алюминию,
- отмывка в горячей воде,
- вжигание алюминию,
- измерение электрических параметров.

На участке измерения электрических параметров были получены следующие параметры пластины: ток стока $I_{\text{сток}} = 4 - 5\text{мА}$, напряжение пробоя $U_{\text{пр}} \geq 250\text{В}$ при норме $I_{\text{сток}} = 90 - 120\text{мкА}$.

После анализа полученных результатов было принято решение пустить сигнальную пластину с уменьшенной дозой подлегирования. Для этого на выбранной пластине партии СТ-1 (пластина №2) было выполнено подлегирование канала со следующими режимами:

$$D = 7 \cdot 10^{10} \frac{\text{ионов}}{\text{см}^2}, E = 75\text{кВ}.$$

Подлегированная пластина так же, как и пластина №1, была отправлена на следующие операции в соответствии с технологическим маршрутом.

На участке измерения электрических параметров были получены следующие параметры пластины: ток стока $I_{\text{сток}} = 80 - 150\text{мкА}$, напряжение пробоя $U_{\text{пр}} \geq 250\text{В}$, что соответствует норме.

По результатам проведённой работы был сделан вывод, что при выполнении подлегирования канала со следующими режимами:

$D = 7 \cdot 10^{10} \frac{\text{ионов}}{\text{см}^2}$, $E = 75\text{кВ}$ существенно повышается выход годных изделий.

Было принято решение о подлегировании пластин партии СТ-1 с использованием полученных режимов. Полученные параметры пластин пар-

тии СТ-1 аналогичны параметрам пластины №2 и соответствуют норме. Был произведён замер $I_{сток}$ 50 кристаллов, изготовленных с использованием полученных режимов.

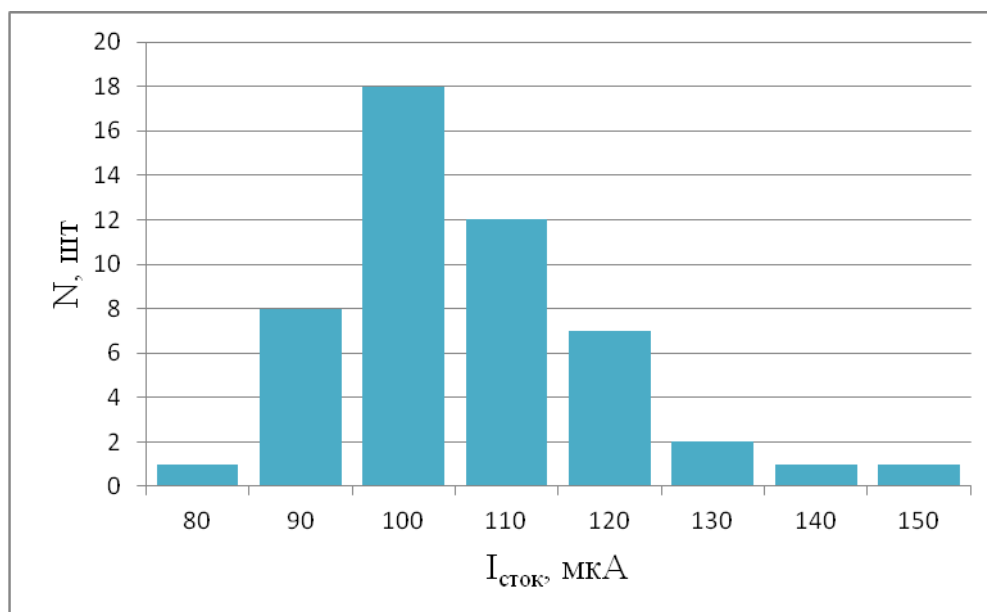


Рис. 1. Гистограмма распределения стабилизаторов тока на полупроводниковой пластине №2 по току стабилизации ($I_{сток}$)

Результаты работы были использованы для оптимизации технологического процесса изготовления кристалла высоковольтного стабилизатора тока на ОАО «Восход» - Калужский радиоламповый завод.

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ИЗГОТОВЛЕНИЯ КРИСТАЛЛА ДИОДНО-РЕЗИСТИВНОЙ СБОРКИ

Чернова Наталья Николаевна¹, Андреев Владимир Викторович²

1студент; 2профессор, д.т.н.

e-mail: 1nataly.mrr@gmail.com; 2andreev@bmstu-kaluga.ru

В настоящее время в качестве регулятора напряжения бортовой системы автомобиля широко используются диодно-резистивные сборки. Резистор является токозадающим, а диод – ограничивает электронику автомобиля от индуктивных выбросов напряжения в генераторе.

Целью данной работы являлась оптимизация технологического процесса изготовления кристалла диодно-резистивной сборки для обеспечения пробивного напряжения $U_{пр}$ диода более $160В$.

Для диодно-резистивныхборок (ЕП-5, выпускаемой на ОАО «Восход» - Калужский радиоламповый завод) используются пластины кремния, с исходной структурой $100\frac{40КДБ12}{420КДБ0,0035(111)}$.

Напряжение пробоя на диоде определяется исходной структурой и радиусом кривизны р-п-перехода. В первом приближении напряжение пробоя, может быть определено по глубине р-п-перехода.

После диффузионной загонки фосфора при температуре $T = 950^{\circ}C$ глубина р-п-перехода составляла $X_j = 2 - 3 мкм$, а поверхностное сопротивление $\rho_s = 8 - 10 \frac{Ом}{\square}$.

При такой малой глубине р-п-перехода напряжение пробоя лежит в пределах $120 - 140В$.

Согласно требованиям заказчика напряжение пробоя должно быть не менее $160В$.

Для получения заданного напряжения пробоя необходимо выполнить оптимизацию операции разгонки фосфора.

Были опробованы следующие варианты разгонки фосфора:

1) Разгонка фосфора проводилась при температуре $T = 1050^{\circ}C$ в среде N_2 . Время разгонки варьировалось от 50 минут до 2 часов.

В результате было получено: на отдельных пластинах напряжение пробоя доходило до $160В$, но на основной массе пластин было значительно меньше.

Параметры р-п-перехода при данном режиме разгонки были следующими: глубина $X_j = 4 - 5 мкм$, а поверхностное сопротивление

$$\rho_s = 2 - 3 \frac{Ом}{\square}.$$

2) Разгонка фосфора при температуре $T = 1100^{\circ}\text{C}$ в среде N_2 . Время варьировалось от 30 минут до 1 часа.

В результате получить напряжение пробоя $U_{np} \geq 160\text{В}$ не удалось.

Параметры р-п-перехода в этом случае имели следующие значения: глубина $X_j = 4,5 - 5,5\text{мкм}$, а поверхностное сопротивление

$$\rho_s = 1 - 2 \frac{\text{Ом}}{\square}.$$

3) Разгонка фосфора при температуре $T = 1100^{\circ}\text{C}$ в среде N_2 (расход $200 - 300 \frac{\text{л}}{\text{ч}}$) с добавлением O_2 (расход $10 - 15 \frac{\text{л}}{\text{ч}}$). После 20 минут раз-

гонки фосфора в этом режиме удалось получить напряжение пробоя $U_{np} \geq 175\text{В}$.

При этом параметры р-п-перехода: глубина $X_j = 5,5\text{мкм}$, а поверхностное сопротивление $\rho_s < 1 \frac{\text{Ом}}{\square}$.

Был произведён замер напряжения пробоя р-п-перехода на 50 кристаллах, изготовленных с использованием приведённых выше вариантов разгонки фосфора.

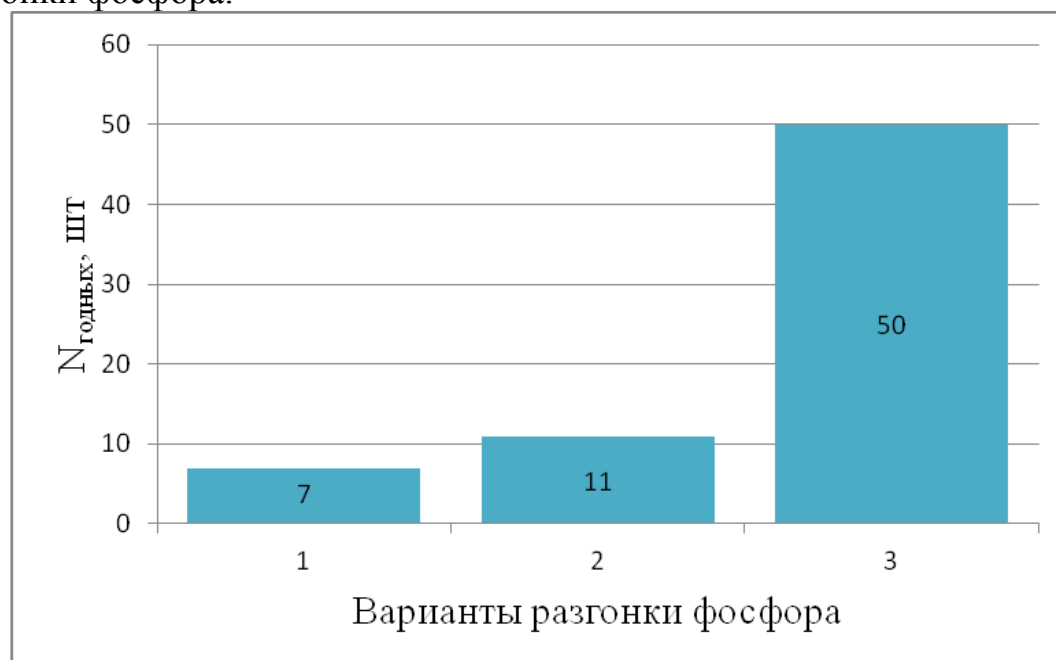


Рис. 1. Количество годных кристаллов для каждого из вариантов разгонки фосфора

Вывод: для получения заданных требованиями заказчика параметров изделия ЕП-5 при выполнении разгонки фосфора необходимо добавление O_2 .

Результаты работы были использованы для оптимизации технологического процесса изготовления кристалла диодно-резистивной сборки на ОАО «Восход» - Калужский радиоламповый завод.

Установка состоит из следующих основных блоков: управляемого источника тока, контактирующего устройства, блока сбора данных и управления, состоящего из шасси NI cDAQ-9172, в которое установлены модули АЦП NI 9205, ЦАП NI 9263, цифровой порт NI 9401, источника двуполярного стабилизированного напряжения ± 35 В и +12 В (БП), персонального компьютера (ПК) со специализированным программным обеспечением.

Управляемый источник тока выполнен на операционном усилителе ОРА2544 фирмы BURR-BROWN по схеме с незаземлённой нагрузкой. В качестве токозадающих применены 6 резисторов с сопротивлением от 10^5 до 10^{10} Ом, что позволяет получать при опорном напряжении 0,1 В токи от 10^{-11} до 10^{-6} А. Коммутация резисторов осуществляется при помощи герконовых реле. Одно из реле замыкает подключенную МДП-структуру накоротко во время, когда не проводится измерение. При помощи изменения опорного напряжения на управляющем входе источника тока можно плавно изменять ток нагрузки и его направление.

Источник тока собран в металлическом корпусе. Для уменьшения токов утечки все элементы смонтированы навесным монтажом непосредственно на выводах операционного усилителя и реле.

Для сбора данных и управления установкой используются шасси NI cDAQ-9172 с установленными в него модулями С-серии фирмы National Instruments. Применение готовых модулей позволило значительно сократить время разработки и изготовления установки, а также упростить процесс написания управляющего программного обеспечения для ПК.

Измерение напряжения на МДП-структуре осуществляется с помощью модуля АЦП NI 9205, содержащего 16 дифференциальных либо 32 несимметричных 16 разрядных каналов АЦП, позволяющих измерять двуполярное напряжение в пределах от -10 В до +10 В с частотой дискретизации до 250 кГц.

Опорное напряжение на источник тока подаётся с модуля ЦАП NI 9263. Он представляет собой 4-х канальный 16 разрядный ЦАП с выходным напряжением от -10 до +10 В и частотой преобразования до 100 кГц.

Управление герконовыми реле осуществляется непосредственно с помощью цифрового порта NI 9401. Он содержит 8 цифровых линий, которые могут быть настроены как входы либо выходы. Уровни входного и выходного напряжения соответствуют уровням ТТЛ, а нагрузочная способность позволяет непосредственно управлять герконовыми реле, потребляющими ток 12 - 15 мА.

Управляющая программа для ПК написана в среде LabView. Управление установкой осуществляется с помощью лицевой панели виртуального прибора. На ней отображается график зависимости напряжения на структуре от времени и органы управления установкой. Данные измерений могут быть записаны в файл на жестком диске ПК для последующей обработки.

В ходе измерений может проводиться обработка результатов измерений, необходимая для коррекции режимов работы. Например, в случае обнаружения пробоя диэлектрика дальнейшие измерения будут остановлены.

В настоящее время на установке проводятся измерения параметров диэлектрических плёнок МДП-приборов, изготовленных на ОАО «Восход Восход - Калужский радиоламповый завод», а также совершенствуется управляющее программное обеспечение для расширения возможностей и увеличения точности измерений.

Список литературы

1. *Андреев В.В., Барышев В.Г., Бондаренко Г.Г., Столяров А.А.* Инжекционные методы исследования и контроля структур металл-диэлектрик-полупроводник. Монография. М. МГТУ им. Н.Э. Баумана 2004. 254 с.
2. *Андреев В.В., Столяров А.А., Дмитриев В.Г., Романов А.В.* Инжекционные методы контроля подзатворного диэлектрика МДП-ИМС // Научные технологии. 2012. Т.13. № 10. С.20-28.
3. *Павлов Л.П.* Методы измерения параметров полупроводниковых материалов. – М.: Высшая школа, 1987. – С.239.

ИЗМЕРЕНИЕ НАКОПЛЕННОЙ ДОЗЫ РАДИАЦИОННОГО ОБЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕНСОРОВ СО СТРУКТУРОЙ МЕТАЛЛ-ДИЭЛЕКТРИК-ПОЛУПРОВОДНИК

Соловьев Илья Викторович¹, Столяров Александр Алексеевич²

¹ассистент; ²заместитель директора по НИР КФ МГТУ им. Н. Э. Баумана, д. т. н.

e-mail: ¹prist1987@mail.ru; ²alaalstol@mail.ru

Полевые транзисторы со структурой металл-диэлектрик-полупроводник с изолированным затвором изменяют свои характеристики в процессе облучения и могут использоваться в качестве накопительных датчиков радиации. Пороговое напряжение является наиболее удобным параметром для проведения измерения. Изменение данного напряжения - это информативный показатель, косвенно характеризующий накопленную дозу излучения.

Радиоактивная частица, проходя через вещество, вызывает ионизационные процессы. Наибольшее влияние на параметры сенсора оказывают электронно-дырочные пары, сгенерированные в слое диэлектрика [1, 2]. В оксиде кремния электрон обладает гораздо большей подвижностью, чем дырка и он покидает диэлектрик в течение нескольких пикосекунд. В самом начале процесса некоторая часть электронов и дырок рекомбинирует. Дырки, избежавшие начальной рекомбинации, обладают небольшой подвижностью и остаются недалеко от их точки генерации, вызывая отрицательный сдвиг порогового напряжения в МДП-транзисторе [3,4]. Дырки также могут перемещаться под действием внешнего электрического поля к границам разделов материалов. После достижения границы с кремнием некоторая часть перемещающихся дырок попадает в относительно глубокие потенциальные ямы диэлектрических ловушек. Данные ловушки могут сохранять своё состояние длительное время. Захваченные дырки вызывают смещение порогового напряжения, которое может сохраняться годами.

Для определения изменения параметров МДП-сенсоров с течением времени и мониторинга накопленной дозы разработана установка измерения сдвига порогового напряжения. Использован метод точечного определения порогового напряжения, при котором на транзисторный датчик подаётся ток стока небольшой амплитуды, близкий к оси абсцисс на передаточной характеристике полевого транзистора [6-8]. На рисунке 1 приведена схема измерения порогового напряжения полевого транзистора с индуцированным каналом р-типа и вольт-амперная характеристика транзисторного датчика.

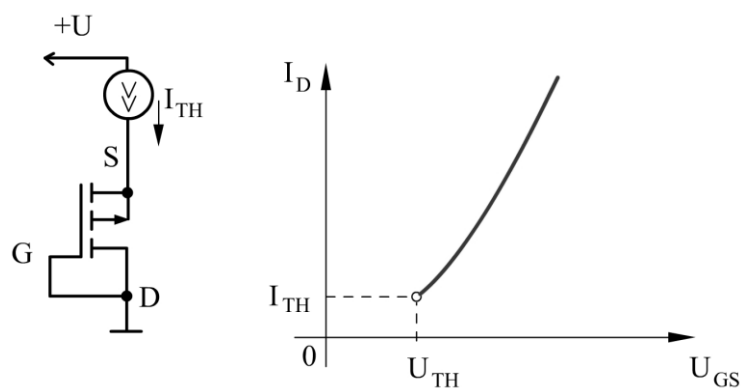


Рис. 1

Пороговое напряжение может быть получено измерением напряжения смещения истока относительно затвора. Измерительный пороговый ток выбирается наиболее близким к точке нулевого температурного коэффициента. Это обеспечивает температурную стабильность показаний установки.

На рисунке 2 приведена трёхмерная модель платы созданного прибора. При разработке использовались микросхемы с планарными корпусами и пассивные SMD компоненты. Это позволяет увеличить плотность монтажа и резко сократить габаритные размеры и вес создаваемой печатной платы. Радиоэлектронные компоненты имеют паразитные параметры ёмкости и индуктивности. SMD компоненты позволяют минимизировать данные параметры, улучшая качество передачи слабых сигналов. Кроме того паяные соединения поверхностно монтируемых компонентов обладают повышенной устойчивостью к воздействию вибрационных нагрузок. Повышенная плотность монтажа достигается не только за счёт небольших габаритных размеров компонентов, но и благодаря возможности размещения деталей на разных сторонах печатной платы. Процесс производства плат с поверхностно монтируемыми элементами легче поддается автоматизации, технологичность изделий увеличивается.

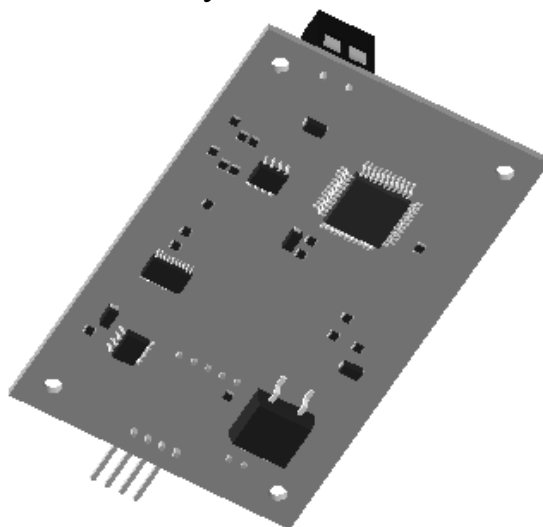


Рис. 2

Сдвиг порогового напряжения в зависимости от дозы характеризуется моделью Митчелла. Основной причиной изменения порогового напряжения является накопление объёмного заряда в кремнии из-за захвата дырок на ловушки диэлектрика [5]. Поверхностная плотность заряда поверхностных состояний и концентрация примеси в объёме полупроводника не изменяются.

Зарядовое состояние системы после облучения и снятия напряжения с затвора может быть представлено выражением:

$$Q_R + Q_S + Q_M = 0,$$

где Q_R - объёмный встроенный положительный заряд на границе $Si-SiO_2$; Q_S - заряд в кремнии; Q_M - заряд в металле.

При положительном смещении затвора максимальная плотность дырок, захваченных на ловушки в диэлектрике, будет у границы раздела кремний-диэлектрик и уменьшится до 0 на некотором расстоянии.

Плотности объёмных зарядов могут быть выражены через концентрацию дырок, захваченных в ловушках диэлектрика:

$$Q_R(t) = q \int P(x, t) dx,$$

$$Q_S(t) = -q \int \frac{d-x}{d} P(x, t) dx,$$

$$Q_M(t) = -q \int \frac{x}{d} P(x, t) dx,$$

Доза радиации определяется количеством энергии поглощённой веществом при облучении на единицу массы [9]. В диэлектрике вся энергия затрачивается на генерацию электронно-дырочных пар. Зависимость порогового напряжения от накопленной дозы облучения имеет следующий вид:

$$\Delta U_{II}(D) = U_{3II} \cdot (1 - e^{-\beta \cdot D}),$$

$$\beta = 6,7 \cdot 10^{18} \cdot \frac{q\mu\tau}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0} \cdot \frac{X_m}{d},$$

где D - поглощённая доза; X_m - расстояние центроида встроенного заряда от границы раздела $Si-SiO_2$, τ - время жизни электронов в SiO_2 ; μ - подвижность электронов.

На рисунке 3 представлен график сдвига порогового напряжения от накопленной дозы, полученный с использованием модели Митчелла.

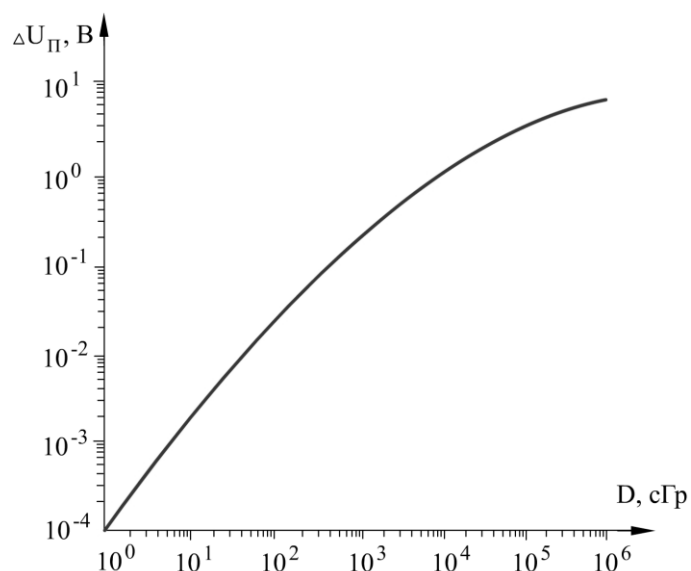


Рис. 3

Зависимость близка к линейной при небольших значениях накопленной дозы. Длительное воздействие радиационного облучения и накопление достаточно больших доз в подзатворном диэлектрике приводят к появлению эффекта насыщения.

В заключение следует отметить, что полевые транзисторы со структурой металл-диэлектрик-полупроводник могут использоваться в качестве датчиков накопленной дозы радиации. Небольшие размеры сенсоров и установок считывания позволяют создать компактные дозиметры для использования в системах предъявляющих повышенные требования к массогабаритным параметрам приборов, таких как летательные аппараты. При измерении небольших доз зависимость сдвига порогового напряжения от накопленной дозы имеет линейный характер. Температурная зависимость показаний датчиков может быть уменьшена при использовании измерительного тока, близкого к точке нулевого температурного коэффициента транзисторного сенсора.

Работа выполнена в рамках реализации проектов министерства образования и науки РФ, а также при финансовой поддержке РФФИ и администрации Калужской области (грант № 12-02-97533).

Список литературы

1. *Holmes-Siedle A., Adams L.* Handbook of Radiation Effects. — Oxford University Press. — 2002. — 644 p.
2. *Holmes-Siedle A.* The Space-Charge Dosimeter: general principles of a new method of radiation detection // Nucl. Inst. And Meth, 1974. — Vol.121. — P. 169–179.

3. *Andreev V.V., Bondarenko G.G., Maslovsky V.M., Stolyarov A.A.* Multilevel current stress technique for investigation thin oxide layers of MOS structures // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. — 41 (2012) 012017.

4. *Андреев В.В., Барышев В.Г., Столяров А.А.* Инжекционные методы исследования и контроля структур металл-диэлектрик-полупроводник: Монография. — М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004 — 142 с.

5. *J.E. Drennan, D. J. Hamman* Radiation effects design handbook // RAIC.1971. Vol. 4. P. 24-28.

6. Воробьёв Н. В., Петров О. В. Индивидуальные дозиметры на основе полупроводниковых детекторов // Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА. 2011. №4. С. 19–22.

7. *Вологдин Э.Н., Лысенко А.П.* Радиационные эффекты в некоторых классах полупроводниковых приборов. — М.:Мир, 2001. — 70с.

8. *Перевертайло В. Л.* Датчики интегральной поглощённой дозы ионизирующего излучения на основе МОП–транзисторов // Технология конструирования в электронной аппаратуре. 2010. — №5. — С. 22–29.

9. *Mitchell J. P.* Radiation-Induced Space-Charge Buildup in MOS Structures // IEEE Transactions on Electron Devices. — 1967. — No 11. — P. 764–774.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ДВУХМЕРНОЙ МОДЕЛИ ИЗИНГА

Ньейн Чан¹

¹Аспирант, Аспирант

e-mail: ¹nyinechan84@gmail.com

Научный Руководитель – К.т.н., доц, Мазин.А.В.

Одномерная модель Изинга легко решается аналитически, однако аналитическое решение двумерной модели гораздо труднее решать. Разделяющая функция двумерной модели Изинга при отсутствии внешнего магнитного поля

$$Z = \sum_{\{s_i\}} \exp(-\beta H) \quad (1)$$

где

$$H = -J \sum_{\langle i,j \rangle} s_i s_j - h \sum_i s_i \quad (2)$$

$$K = \frac{2 \operatorname{sh}(\beta J)}{\operatorname{ch}^2(\beta J)} \quad (3)$$

Из решения Онзагера, можно получить критическую температуру T_c , в которой происходит фазовый переход в двумерной модели Изинга. T_c выводится от соотношения

$$\operatorname{sh} \frac{2J}{K_c} = 1 \quad (4)$$

так

$$K_c = \frac{2}{J \operatorname{ch} \sqrt{2}} \quad (5)$$

Таким образом, было бы полезно знать аналитические решения для того, чтобы по ним можно было бы проверить, правильность результатов моделирования. Поэтому мы рассмотрим сейчас аналитические результаты для определения энергии E , теплоемкости C и намагниченности M , являющимися результатами решения уравнения Онзагера. Аналитическое решение для E задается выражением

$$E = -\frac{J}{2} \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - K^2 \sin^2 \phi}} \quad (6)$$

$$K = \frac{2 \operatorname{sh}(\beta J)}{\operatorname{ch}^2(\beta J)} \quad (7)$$

$K_1(k)$ известен как полный эллиптический интеграл первого рода. Теплоемкость C , выведенная с использованием уравнения это

$$|m|=0.0 \quad (8)$$

где

$$E_1(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (9)$$

$E_1(k)$ называется полный эллиптический интеграл второго рода. Среднее намагниченности в спин, $m = M/N$,

$$m = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \langle S_i^z \rangle = 0 \quad (10)$$

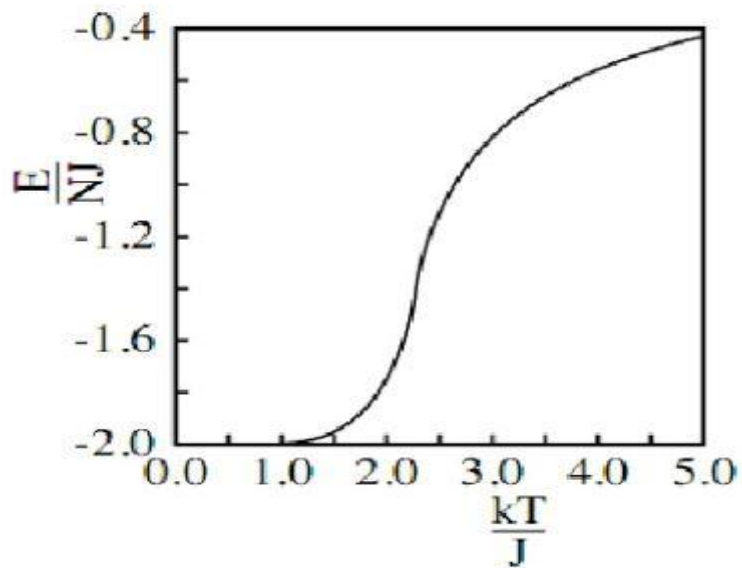


Рис. 1 Зависимость энергии от температуры в 2D-модели Изинга

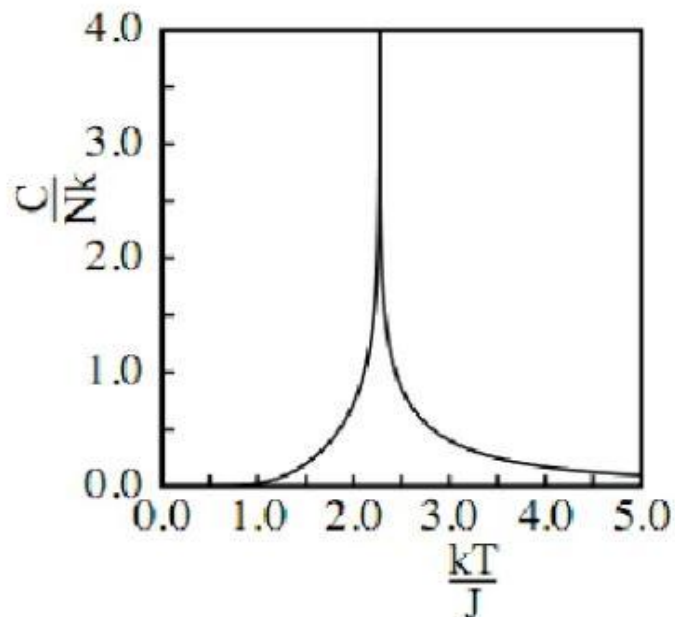


Рис. 2 Зависимость теплоемкости от температуры в 2D-модели Изинга

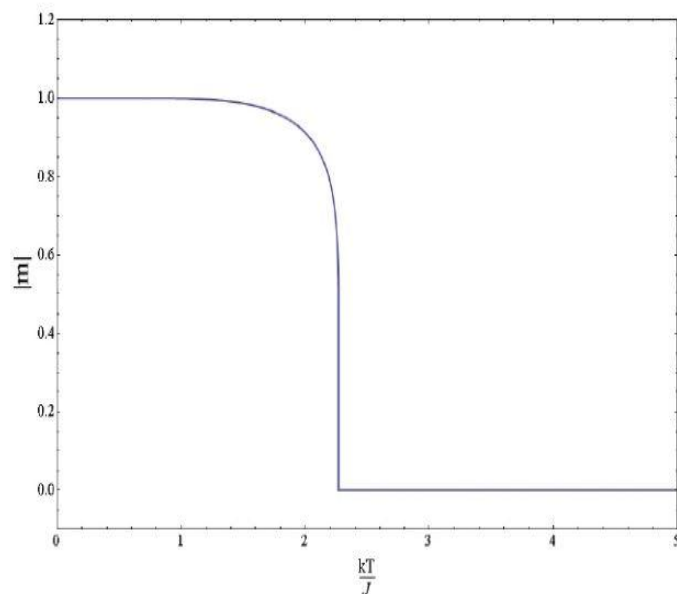


Рис. 3 Абсолютное значение средней намагниченности на один спин, как функция температуры в 2D-модели Изинга

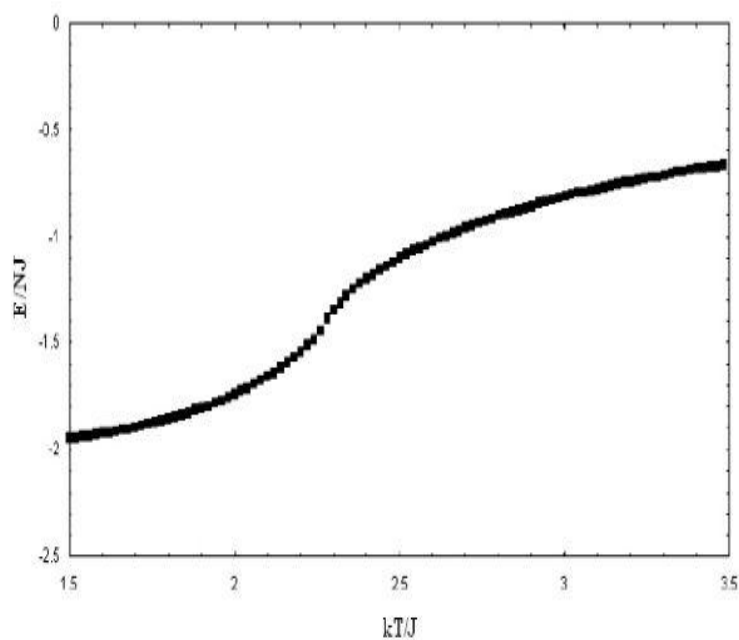


Рис. 4 График E по отношению к безразмерной температуры для симуляции от двумерной модели Изинга

Заключение. На данной работе показаны результаты выполнения моделирования. Графики зависимости E , C и $|M|$ от температуры показаны на рисунках 1,2 и 3 соответственно. На рисунке 1 показана зависимость величины E как гладкая функция от температуры T ; однако, она имеет точку перегиба при критической температуре $T_c \approx 2.269 J$. Рисунки 2 и 3

при этом, показывают разрыв при критической температуре T_c . Величина намагниченности, например, неожиданно резко падает с $|m| \approx 1.0$ до $|m| = 0.0$.

В работе разарботаны результаты моделирований, в связи с трудностью аналитического решения. Как видно, результаты моделирования соответствуют аналитические результаты, с резким переходом в критической температуре $T_c \approx 2.27$. На рисунке 4 показана при температурах ниже критической, намагниченность на спин составляет примерно 1 и выше критической температуры, это примерно 0. Функция пики при критической температуре. Из-за трудностей, связанных с выводом точного аналитического решения модели Изинга, в большинстве аналитических подходов к моделированию в более высокие измерениях, как правило, используют форму приближенных решений.

Список литературы

1. *Ньейн Чан, Пью Мьинт Вей*, «Анализ намагничивания материала на основе модели Изинга», Студентская Научная Весна – 2012, Региональная Научно-Техническая Конференция Студентов, Аспирантов и Молодых ученых, М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана 2012.-Т2.- С. 269-274.
2. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Статистическая физика. Часть 1. М.: Наука, 1995.
3. *Хеерман Д.В.* Методы компьютерного эксперимента в теоретической физике. М.: Наука, 1990.
4. *Гулд Х., Тобочник Я.* Компьютерное моделирование в физике. М.: Мир, 1990. т.1,2.
5. Вычислительные методы исследования молекулярной динамики. СПб: СПбГУ, 2009, 50-С.

СЕКЦИЯ 4.

ТУРБОМАШИНЫ И КОМБИНИРОВАННЫЕ УСТАНОВКИ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ И ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МАКЕТА ВОЗДУШНОГО КОНДЕНСАТОРА

Кондратьев Антон Викторович¹

¹Аспирант

e-mail: ¹barbarian66@ya.ru

Интерес к воздушно-конденсационным установкам (ВКУ) в настоящее время возрос в связи с экологическими требованиями, а также дефицитом воды во многих районах мира. Использование конденсаторов с водным охлаждением ведёт к тепловому загрязнению рек, а использование оборотных систем водоснабжения с градирнями и брызгальными бассейнами связано с уносом и выпаром влаги в атмосферу. ВКУ лишены этих недостатков, что делает их развитие перспективным направлением в энергетике.

Использование конденсационных установок с воздушным охлаждением, сопряжено с рядом трудностей, таких как возможность замерзания и разрыва теплообменных труб при работе в зимних условиях. Коэффициент теплопередачи воздушного конденсатора (ВК) может снижаться из-за накопления в теплообменных трубах неконденсирующихся газов.

Для решения вышеперечисленных проблем, предприятием «Турбоконт» был создан и испытан одноходовой макет ВКУ.

По заказу ЗАО НПВП «Турбоконт» компанией CHAM Ltd (Великобритания) под руководством проф. Б. Сполдинга была разработана численная модель воздушного конденсатора для 3D моделирования теплогидравлических процессов. Целью моделирования было определение характеристик макета конденсатора, созданного ЗАО НПВП «Турбоконт».

Пар из коллектора подвода пара поступает в теплообменные оребренные трубы, в которых конденсируется. Конденсат откачивается конденсатным насосом, а паровоздушная смесь - водоструйным эжектором.

Трубный пучок макета воздушного конденсатора состоит из 78 труб из нержавеющей (08X18H10T) стали Ø25×2 мм длиной 2,5 м с алюминиевым оребрением. Общая оребренная поверхность теплообмена составляет 250 м².

Установки представляют из себя модули с одинаковыми трубными секциями, и отличаются только конструкцией коллекторов. В многоходовом варианте в коллекторах установлены перегородки таким образом, что

пар совершает 3 хода, при этом количество труб уменьшается по тракту движения конденсирующегося пара. Модули установлены в корпуса, на крышах которых располагаются вентиляторы для обеспечения вынужденной циркуляции охлаждающего воздуха в корпусах.

В результате численного моделирования были получены значения коэффициента теплопередачи примерно на 25% выше, чем полученные в результате экспериментов с одноходовым макетом.

На рис.1 представлены термограммы, полученные с использованием тепловизора. По светлым трубам сверху вниз идет конденсирующийся пар и от них интенсивно отводится тепло к охлаждающему воздуху.

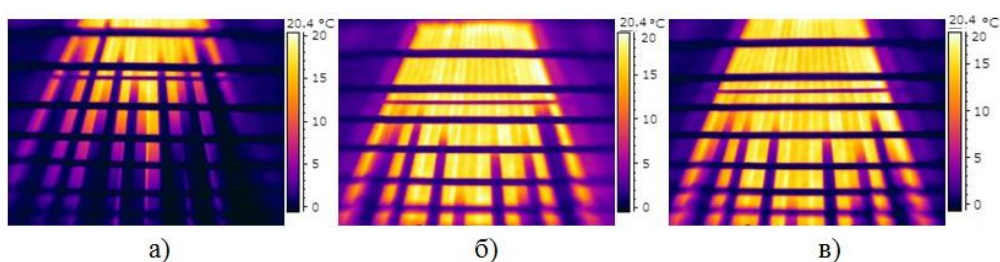


Рис. 1. Термограммы поверхности одноходового макета воздушного конденсатора со стороны входа охлаждающего воздуха при тепловых мощностях а) 50 кВт; б) 70 кВт; в) 85 кВт.

Анализируя данные термограммы, можно сделать вывод о наличии в одном ряду теплообменного аппарата труб с движущимся конденсирующимся паром и труб с пробками из неподвижной паровоздушной смеси. Такая картина может объясняться отсутствием статических перепадов давления между верхним и нижним коллекторами. Наличие участков с неконденсирующейся паровоздушной смесью (ПВС) объясняет низкую эффективность эксплуатируемых воздушных конденсаторов.

Для повышения эффективности воздушного конденсатора, необходимо соблюдение следующих условий:

1. Обеспечить постоянную скорость пара на входе в теплообменные трубы по длине коллектора подвода пара для каждого последующего ряда труб по глубине трубного пучка.

2. Обеспечить такие условия тепломассопереноса, чтобы гидравлическое сопротивление трения по длине труб существенно превышало восстановление полного давления. При завершении массовой конденсации пара лишь на участке трубы, оставшаяся часть трубы заполняется ПВС с высокой концентрацией неконденсирующихся газов.

РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КРЫЛОВОГО ПРОФИЛЯ

Афанасов Я.В.¹, Шевелёв Д.В.²

¹студент; ²Доцент кафедры К1-КФ, Кандидат технических наук

e-mail: ¹xoncu@yandex.ru; ²denis.v.shevelev@gmail.com

Введение. Основным элементом лопаточной машины (компрессора, турбины) является пространственная решетка, состоящая из лопаток, расположенных по окружности на одинаковом расстоянии друг от друга. К числу важнейших характеристик определяющих аэродинамические свойства лопатки турбомашин, крыла летательного аппарата относится их профиль. При обтекании аэродинамического профиля потоком жидкости или газа на него действует полная аэродинамическая сила, состоящая из двух компонентов – подъёмной силы P_y и силы лобового сопротивления P_x . Оптимизацией формы профиля, правильным выбором угла атаки возможно достижение высоких значений аэродинамического качества профиля $k = \frac{P_y}{P_x}$ или, что тоже самое, $k = \frac{C_y}{C_x}$, где C_y и C_x – коэффициенты подъёмной силы и лобового сопротивления профиля. Важной является задача определения аэродинамических характеристик конкретного профиля – C_y и C_x . Основным способом получения аэродинамических характеристик профиля – метод экспериментального исследования, проведения физического эксперимента. Наиболее достоверные результаты можно получить с помощью аэродинамических весов, непосредственно измеряющих силы действующие на профиль в потоке или путем «дренирования» – измерения распределения давления по поверхности профиля. Методы физического исследования имеют и недостаток – сложность проведения и подготовки эксперимента, дороговизна, а иногда и уникальность используемого оборудования. Альтернативной является исследование методами численного эксперимента с помощью CFD-пакетов.

Постановка задачи. В основе численного аэродинамического эксперимента лежит решение системы уравнений описывающих движение вязкой жидкости или газа – уравнений Навье-Стокса. Точного аналитического решения этой системы уравнений не существует, решение является при-

ближенным. Этим объясняется то, что полученные с его помощью CFD-пакетов результаты не всегда полностью соответствуют реальной физической картине. Существенно увеличивает ценность результатов численного эксперимента их сравнение с данными полученными при натурном физическом эксперименте. При их хорошем соответствии, использование CFD-пакетов позволяет ещё до создания дорогостоящих макетов установок или прототипов отбросить неудачные варианты, тем самым сэкономив средства и время.

В данной работе проводилось исследование аэродинамических характеристик крылового профиля путем физического эксперимента в аэродинамической трубе ТМЖ-1М и его численное исследование в CFD-пакете с целью сравнения полученных результатов.

Расчётная модель и граничные условия. 3D модель канала и аэродинамического профиля были построены согласно размерам и аналогиям относительно геометрических характеристик канала и профиля в экспериментальной установке ТМЖ-1М (с модулем «Аэродинамический профиль»). Основные геометрические размеры исследуемой модели приведены на Рис. 1.

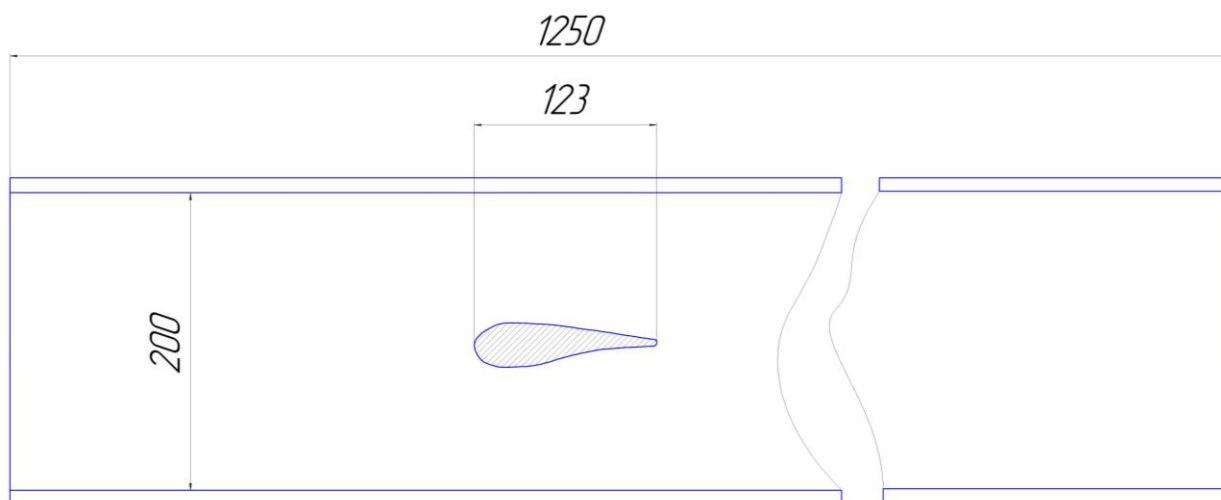


Рис. 1 Основные геометрические размеры расчетной области.

В основе используемой расчётной модели лежит система уравнений Навье-Стокса, осреднённые по Рейнольдсу [1,2]. Используемая модель турбулентности – $k-\varepsilon$. Базовая расчетная сетка – двумерная, размерностью 120x24, с адаптацией по поверхности профиля.

На расчетную модель были наложены следующие граничные условия (Рис. 2): 1 – граничной условие входа потока, скорость набегающего потока $c_0=29$ м/с.; 2– граничное условие выхода потока – атмосферное давле-

ние; 3 – граничное условие стенки, логарифмический профиль скорости; 4 – граничное условие идеальной стенки (было принято для уменьшения времени счета); 5 – граничное условие симметрии.

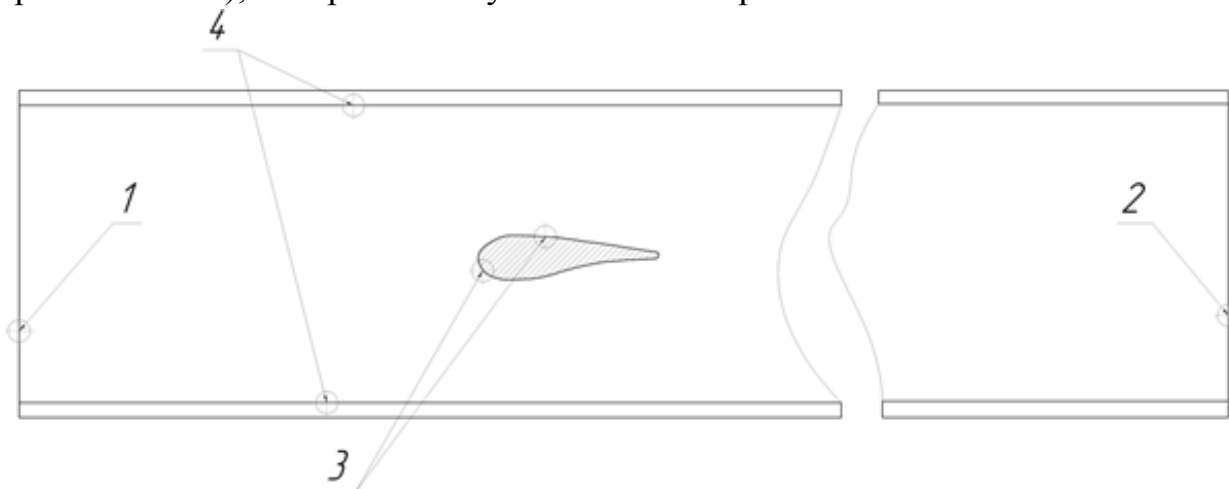


Рис. 2 – Расчетная модель и граничные условия

Вариантные расчеты проводились при различных углах атаки профиля в интервале от $\alpha = -12^\circ$ до 16° .

Полученные результаты. На Рис. 3 представлена графическая зависимость коэффициентов подъемной силы и лобового сопротивления от угла атаки.

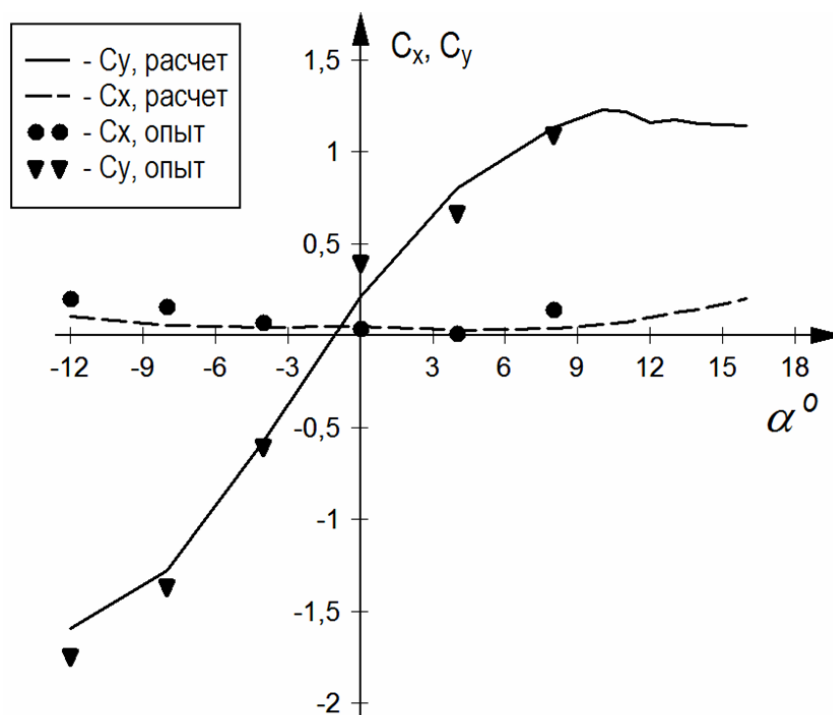


Рис. 3 – Зависимость коэффициентов подъемной силы C_y и лобового сопротивления C_x от угла атаки крылового профиля.

На Рис. 4 представлена поляра профиля – зависимость коэффициента подъёмной силы от коэффициента лобового сопротивления.

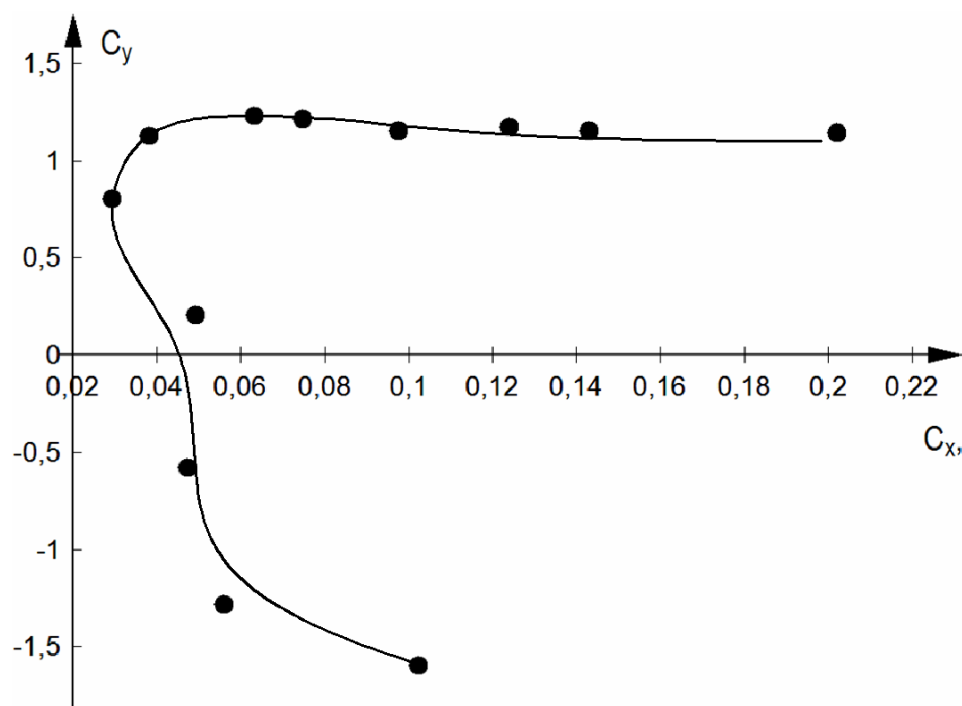


Рис. 4 – Поляра профиля

Проведенные исследования позволили определить для данного крылового профиля:

- угол минимального лобового сопротивления: $\alpha = +4^\circ$;
- критический угол атаки: $\alpha = +10^\circ$;
- угол нулевой подъемной силы: $\alpha = -1^\circ$;
- Максимальное качество профиля $k = 0,233$
- Оптимальный угол атаки $\alpha = 0^\circ$.

Как видно из представленных рисунков, наблюдается удовлетворительная сходимость расчетных результатов с данными физического эксперимента. Некоторое расхождение объясняется несовершенством расчетной модели – недостаточное разрешение сетки, двумерная модель.

Выводы. Исходя из полученных результатов и анализа графиков, сходимость результатов и характера опытных расчетов и расчетов с помощью CFD пакета FlowSimulation, можно охарактеризовать как удовлетворительно-хорошая.

Различия в значениях и характере продиктованы следующими факторами:

1. Допущения CFD расчета:

- идеальные стенки канала;
- небольшие расхождения в геометрических характеристиках физической и расчётной модели аэродинамического профиля;
- приближительное моделирование турбулентности потока.

2. Факторы опыта:

- погрешность приборов;
- погрешность расчётов в ручную.

Следовательно, можно признать эффективность использования CFD пакетов для расчёта сил действующих на тело в потоке. Этот метод действительно позволяет быстро, и дёшево рассчитать необходимые данные и выяснить характер поведения тела в потоке при разных параметрах обтекания.

Список литературы

1. *Виноградов Б.С.* Прикладная газовая динамика — М.: Эколит, 2011. — 352 с.
2. *Абрамович Г.Н.* Прикладная газовая динамика — М.: Наука, 1991.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ НА ПЛОСКОЙ ПЛАСТИНЕ

Киселёв Сергей Викторович¹, Сидоров Альберт Александрович²

¹аспирант кафедры К1-КФ; ²доцент кафедры К1-КФ, к.т.н.

e-mail: ¹SKV1985@yandex.ru; ²sidpoll@rambler.ru

Построена 3D модель плоской охлаждаемой пластины. Произведён аэродинамический расчёт потока при различных параметрах пара. Исследованы пограничный слой и аэродинамические следы при разных режимах. Произведён анализ течения потока при охлаждении пластины. Построены графики скоростей и плотностей. Сделаны выводы о структуре пограничного слоя и аэродинамического следа при охлаждении пластины и без охлаждения.

Ключевые слова: Плоская пластина, скорость потока, температура, плотность, охладитель, аэродинамическое обтекание, пограничный слой, аэродинамический след.

COOLING INFLUENCE ON THE STRUCTURE OF A FLAT PLATE BOUNDARY LAYER FLOW AT

Kiselev Sergey Viktorovich¹, Sidorov Albert Alexandrovich²

¹Postgraduate of the department K1-KF; ²Associate Professor of K1-KF, Cand

e-mail: ¹SKV1985@yandex.ru; ²sidpoll@rambler.ru

Built 3D model cooled flat plate. Produced aerodynamic calculation of flow at various steam conditions. Investigated the boundary layer and aerodynamic tracks at different modes. The analysis of air flow during cooling plate. The graphs velocities and densities. Conclusions about the structure of the boundary layer and aerodynamic track with cooling plate and without cooling

Keywords: Flat plate, flow velocity, temperature, density, cooler, aerodynamic flow, boundary layer, the aerodynamic track.

Научный руководитель: Сидоров Альберт Александрович, к.т.н., доцент

В настоящее время повышение эффективности турбоустановок связывается с необходимостью перехода на высокие начальные температуры рабочего тела [3]. Решение этой задачи невозможно без соответствующего обеспечения надежности отдельных элементов и всей турбоустановки в целом. Наиболее уязвимыми элементами турбины являются лопатки. Центробежные силы при высоких температурах потока, динамические напряжения, возникающие в рабочих лопатках, могут привести к серьёзной аварии. В этих условиях придётся применять различные системы охлаждения проточной части. На первый план в этой связи выходит проблема обеспечения вибрационной надежности рабочих лопаток в особенности первых ступеней турбин.

Известно, что аэродинамические силы, вызывающие колебания рабочих лопаток, являются следствием неоднородности протекающего потока. Одной из основных причин появления неоднородности являются кромочные следы за сопловыми лопатками [2]. На сегодняшний день не ясно как изменится интенсивность следов при высоких температурах в условиях охлаждения сопловых лопаток.

Таким образом, актуальными становятся следующие задачи:

1. Исследование влияния охлаждения сопловых лопаток на характеристики пограничного слоя на лопатках.
2. Исследование зависимости характеристик аэродинамических следов от характеристик пограничного слоя на сопловых лопатках при высоких температурах.

Данная работа посвящена начальному этапу исследований – изучению влияния на пограничный слой высоких температур. Прежде чем непосредственно исследовать лопатку, желательно исключить влияние формы самой лопатки и соседних профилей на течение в пограничном слое. Для этого было проведено исследование плоской стальной пластины, обтекаемой паром с высокими начальными параметрами. Физическое моделирование процессов в потоке с высокой температурой в настоящее время трудновыполнимо по понятным причинам. Задача решалась в численном эксперименте на ПЭВМ. Математическое моделирование процесса обтекания проводилось в программной среде SolidWorks и её прикладного пакета COSMOSFloWorks.

Создание модели и проведение экспериментов. В качестве расчётной модели была выбрана стальная пластина толщиной 4 мм и длиной 100 мм. Рабочее тело – пар.

Начальные параметры:

1. Давление $P=3$ МПа
2. Три температурных режима $t_1=700$ °С, $t_2=800$ °С, $t_3=900$ °С
3. Начальная скорость потока $V=100$ м/с.

Для расчётной модели было задано условие симметрии, что позволило в 2 раза снизить необходимые для расчёта ресурсы, а значит создать

расчётную сетку с более мелкими ячейками. Расчётная сетка была создана адаптивной, то есть в процессе расчёта она автоматически измельчалась в областях с быстрым изменением параметров и вблизи пластины (Рис.1).

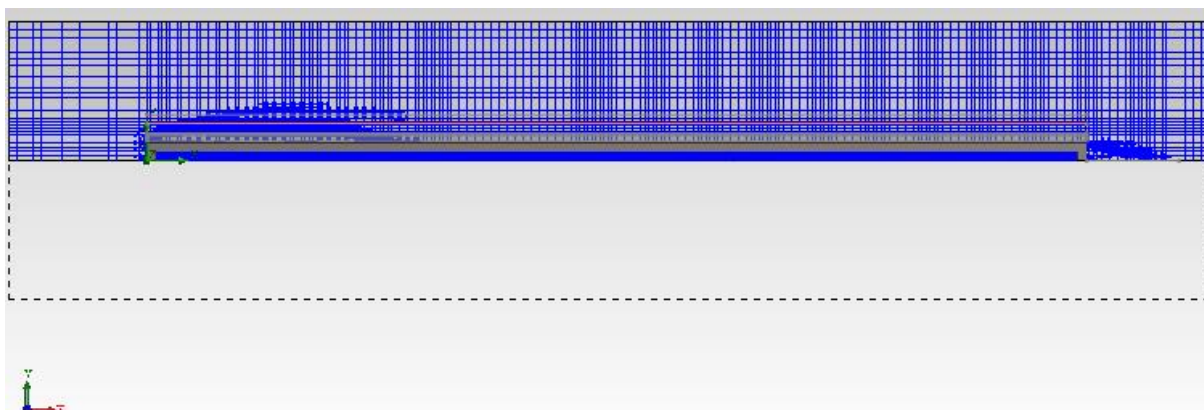


Рис. 1

В результате серии расчётов были получены поля распределения параметров вблизи пластины. Пример поля скоростей показан на Рис.2.

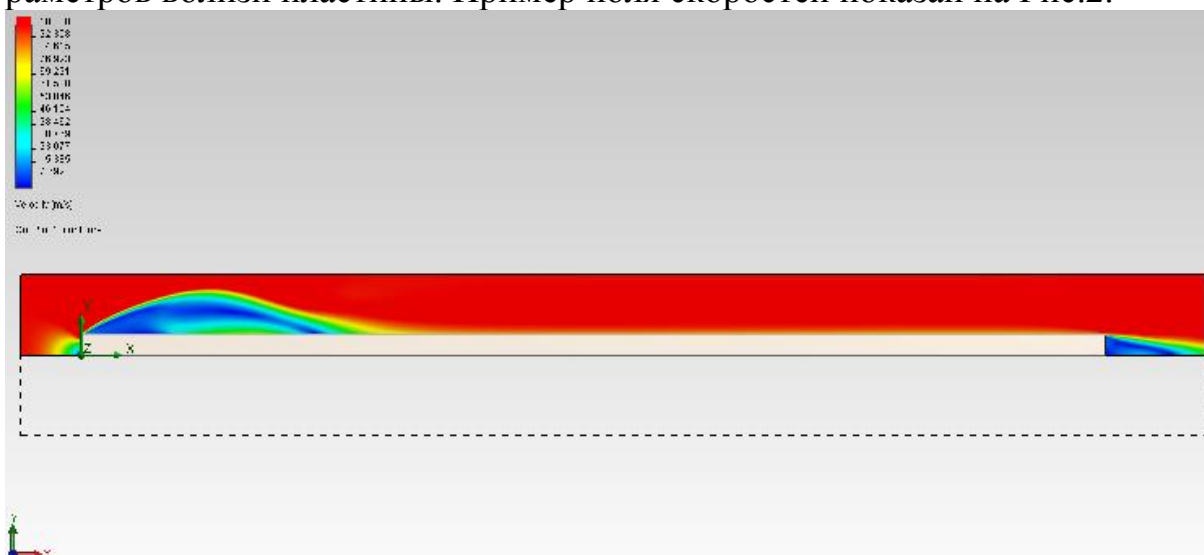


Рис. 2

Красным цветом показана скорость потока $V=100$ м/с. Вблизи пластины скорость потока уменьшается, а за пластиной образуется аэродинамический след. Синим цветом показаны вихревые зоны.

Если посмотреть вблизи на переднюю кромку пластины (Рис.3), то можно увидеть, как поток начинает расслаиваться. Такого рода слои располагаются по всей длине пластины. В непосредственной близости от поверхности пластины скорости минимальны, но с увеличением расстояния от поверхности пластины величина скорости потока начинает увеличиваться вплоть до скорости основного потока $V=100$ м/с. Происходит это из-за сил трения между потоком и поверхностью пластины, а также из-за

сил трения между слоями потока вблизи пластины. Таким образом, на пластине образуется пограничный слой, толщина которого составляет всего несколько миллиметров. Процесс образования пограничного слоя достаточно широко описан в технической литературе [4].

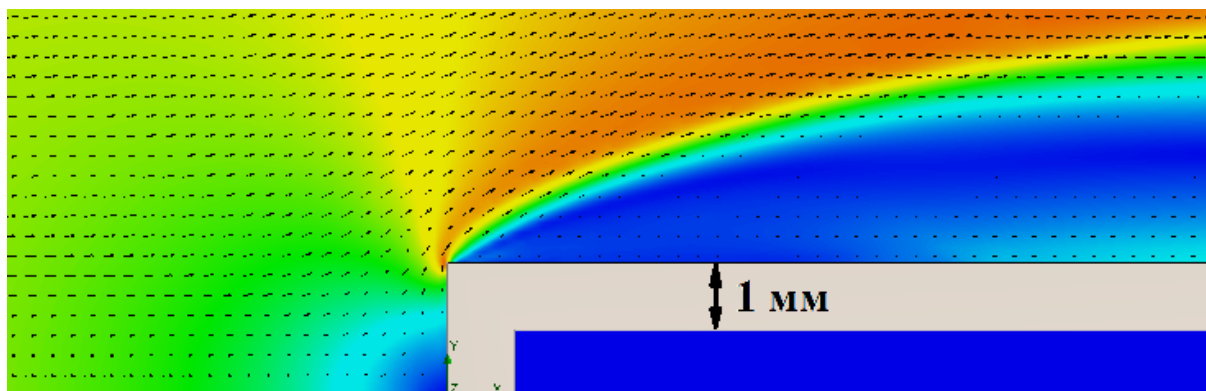


Рис. 3

Целью данной работы является установление влияния нагрева (охлаждения) пластины на структуру пограничного слоя потока.

Для численного измерения параметров вблизи пластины были выбраны несколько линий замеров. Каждая линия замеров располагается на определенном удалении от пластины (Рис.4), что позволяет наиболее полно оценивать структуру пограничного слоя при различных температурных режимах.

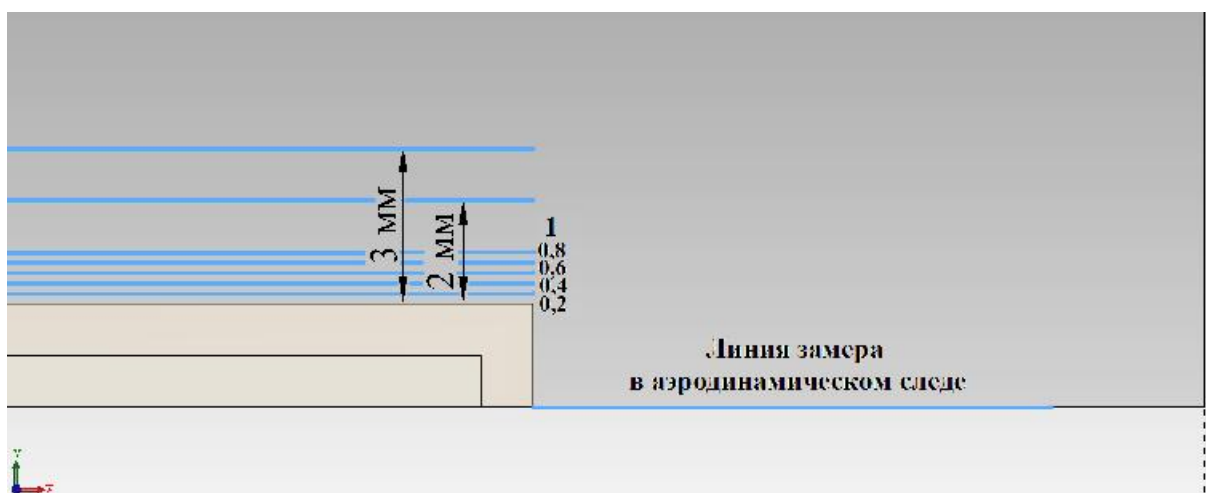


Рис. 4

В данной работе было проведено 2 серии расчётов:

1. Пластина не охлаждалась.
2. Внутри пластины циркулировал охладитель (пар с $t=300\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $V=200\text{ м/с}$)

Первая серия расчётов – пластина не охлаждается. В результате проведения первой серии расчётов (менялась температура основного потока) были получены графики изменения различных параметров вдоль линий замера. Для примера рассмотрим режим, при котором температура основного потока $t=800\text{ }^{\circ}\text{C}$. Если оценить полученные графики скоростей (Рис.5), то можно увидеть, что на расстоянии до 30 мм от входной кромки пластины довольно сильные пики и провалы скоростей, обусловленные влиянием входной кромки пластины на структуру равномерно натекающего потока. В правой части графиков - относительно установившееся течение. Необходимо обратить внимание, на увеличение скорости потока с увеличением расстояния от пластины до линии замера параметров.

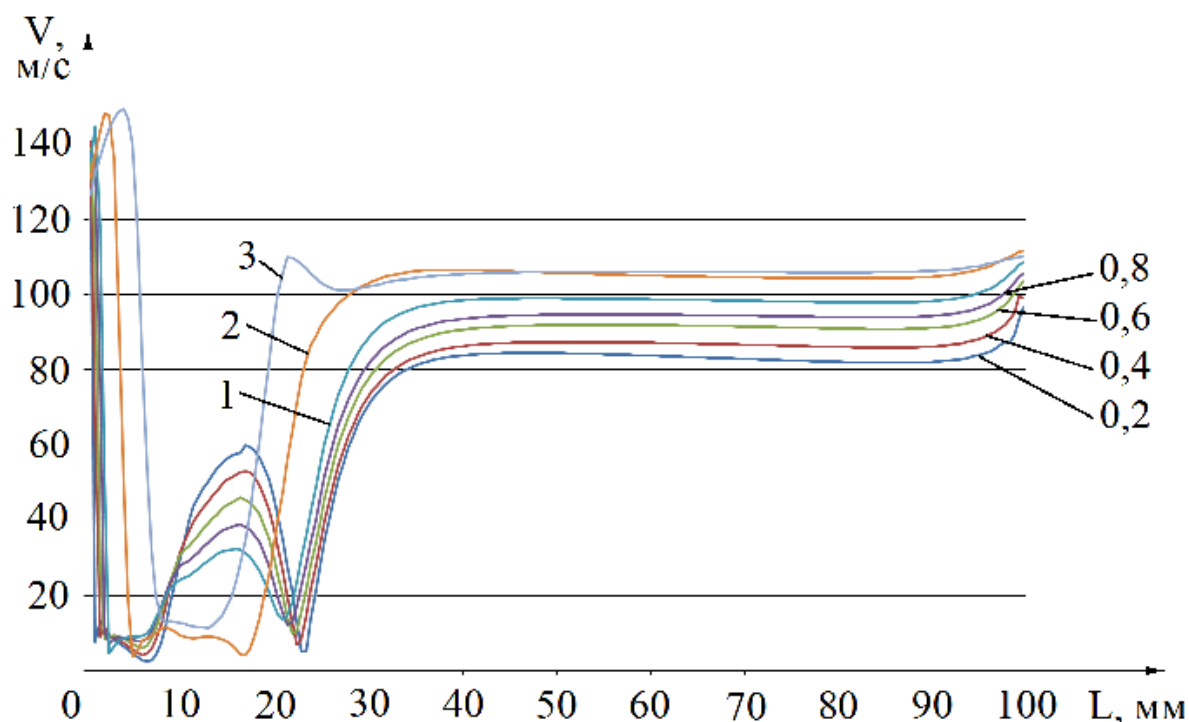


Рис. 5

В то же время ближе к концу пластины скорость во всех сечениях начинает понемногу снижаться, что означает небольшое расширение пограничного слоя. Эти данные хорошо согласуются с теорией пограничного слоя [4].

На расстоянии 2 и 3 мм от пластины скорость части потока становится выше скорости основного потока в среднем на 5 м/с (Рис.5, линии 2 и 3). Образуется полоса ускоренного потока (Рис.6), оттеснённого от пластины. Появление такого скоростного слоя можно объяснить неразрывностью потока при обтекании пластины, имеющей конкретный объём [1].

Этот ускоренный слой течёт до конца пластины и смыкается за пластиной с симметричным ускоренным слоем. Структура данного слоя и

значения параметров в нем, несомненно, повлияют на структуру и параметры в аэродинамическом следе за пластиной. Чтобы оценить влияние охлаждения пластины на пограничный слой была проведена вторая серия расчётов.

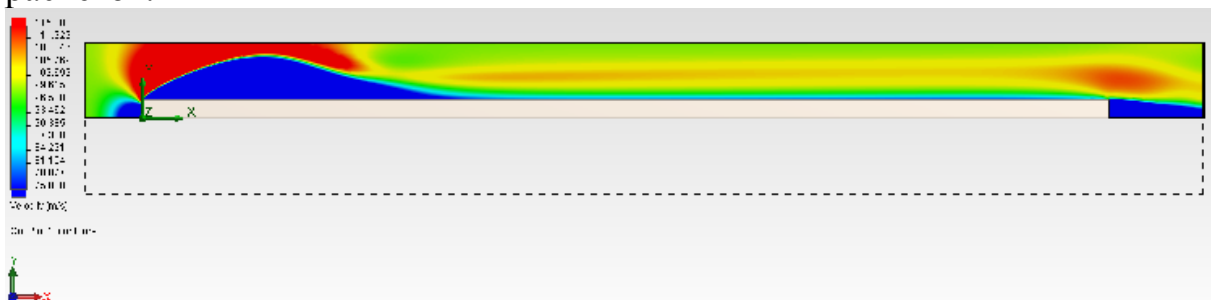


Рис. 6

Вторая серия расчётов – пластина охлаждается. Здесь также менялась температура основного потока ($t_1=700\text{ }^\circ\text{C}$, $t_2=800\text{ }^\circ\text{C}$, $t_3=900\text{ }^\circ\text{C}$). Добавилось также охлаждение пластины. Температура пара во внутренней полости пластины $t=300\text{ }^\circ\text{C}$.

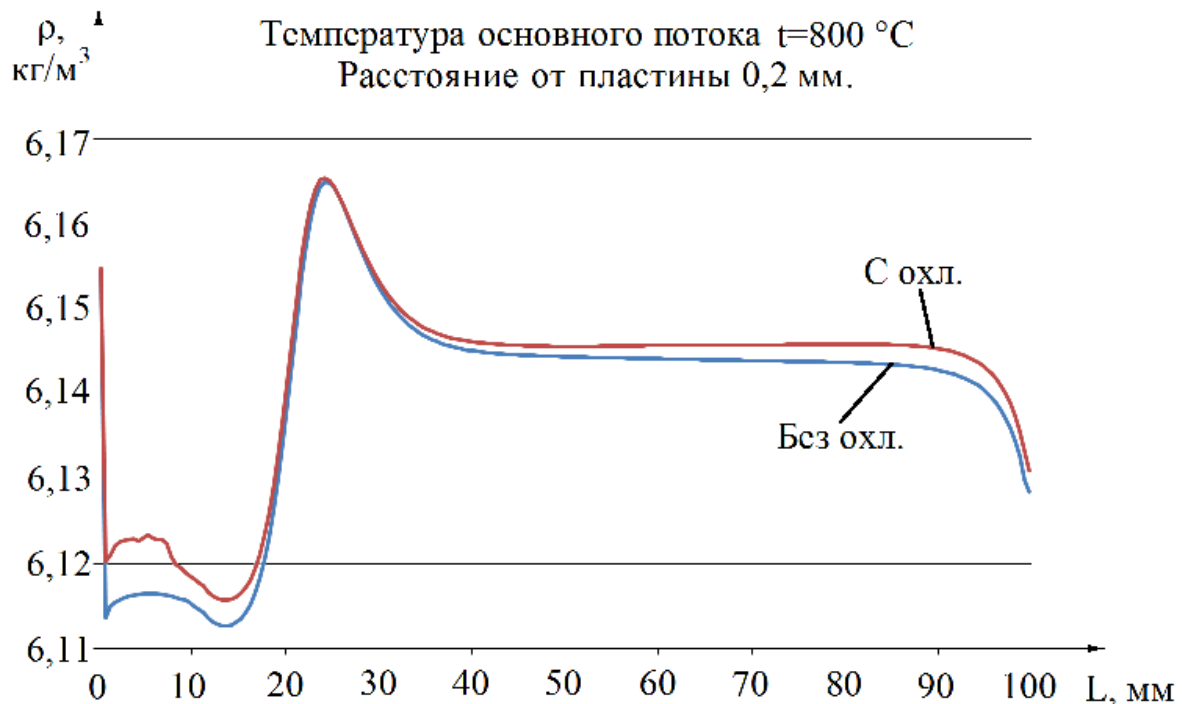


Рис. 7

Если сравнить плотности потока при разных режимах – с охлаждением пластины и без охлаждения (Рис.7), то можно увидеть, что добавление охлаждения пластины увеличивает плотность ближайших к пластине слоёв потока. Чем больше расстояние от пластины, тем меньше влияет охлаждение на изменение параметров (Рис.8). Графики показывают разность между плотностью потока по длине пластины при охлаждении (когда плотность выше) и без охлаждения пластины.

Равенство $\Delta\rho$ нулю означает, что плотность потока при двух режимах остаётся неизменной. Как можно увидеть из графиков (Рис.8)

$\Delta\rho_1 > \Delta\rho_2 > \Delta\rho_3 \dots$. Таким образом в каждом последующем слое лежащем над пластиной разность плотностей при разных режимах (с охлаждением и без охлаждения пластины) стремится к нулю. Это означает, что чем дальше от пластины, тем меньше сказывается охлаждение на изменение плотности, но всё же при добавлении охлаждения плотность во всём пограничном слое увеличивается. Такая закономерность наблюдается при всех температурных режимах. Одновременно с этим температура основного потока довольно существенно влияет на изменение плотности по длине пластины при режимах с охлаждением пластины и без охлаждения (Рис.9).

Графики показывают разность средних по сечениям плотностей для режимов с охлаждением пластины и без охлаждения при различных начальных температурах основного потока. Из графиков видно, что увеличение температуры основного потока приводит к более существенному отличию плотностей при двух режимах – пики и провалы становятся отчётливее.

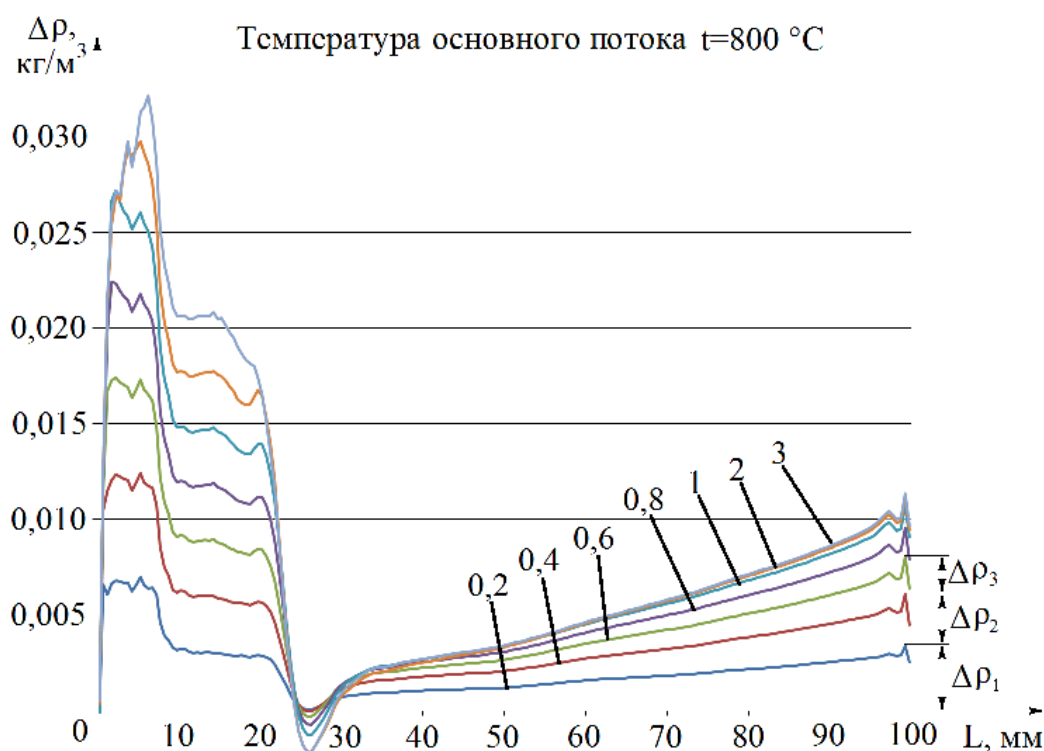


Рис. 8

Если совместить графики плотности, полученные при различных режимах, друг с другом в точке А (Рис.10), то можно увидеть, что увеличение температуры основного потока с одновременным охлаждением пластины значительным образом влияет на величину максимального перепада плотности по длине пластины. Так, для режима $t=900\text{ }^{\circ}\text{C}$ с охлаждением максимальный перепад плотности по длине пластины гораздо меньше, чем максимальный перепад плотности по длине пластины при $t=700\text{ }^{\circ}\text{C}$ без охлаждения.

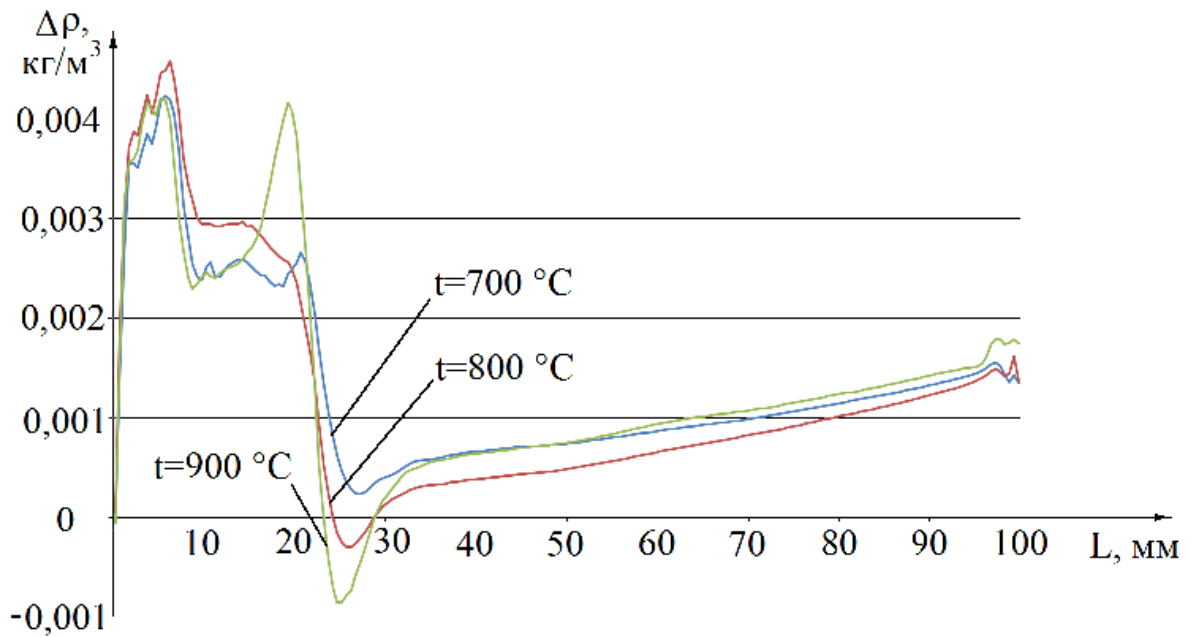


Рис. 9

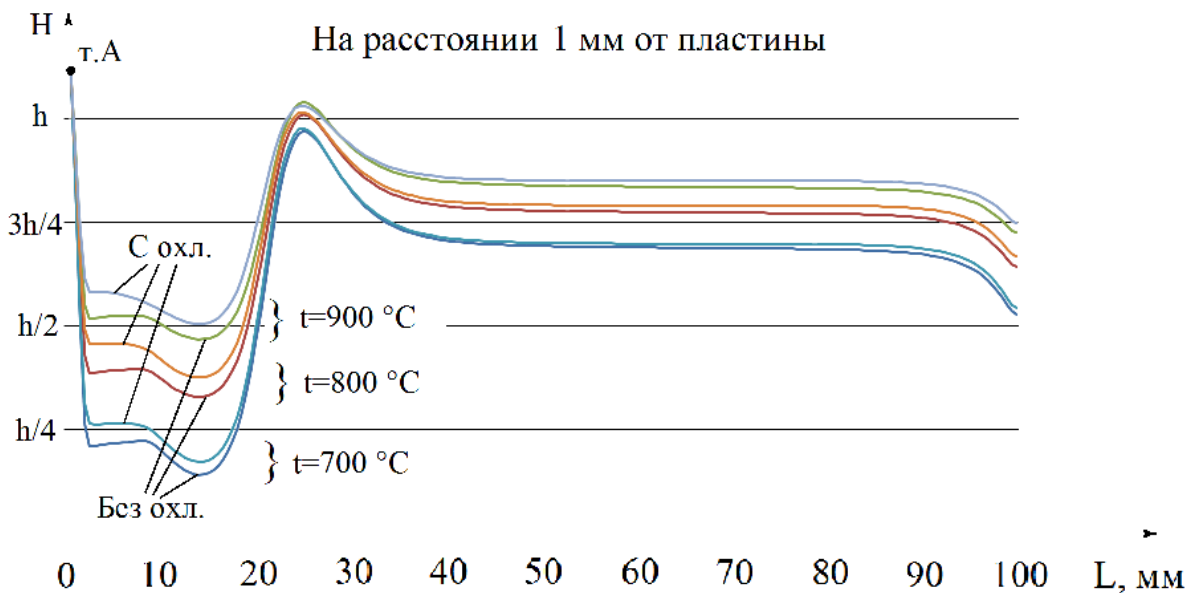


Рис. 10

В данной работе были выявлены закономерности изменения характеристик пограничного слоя при увеличении температуры основного потока и при использовании охлаждения пластины. Следующий этап – это установление взаимосвязи параметров в пограничном слое и в аэродинамическом следе при различных температурных режимах.

Такая взаимосвязь существует. Если посмотреть на графики скорости в следе (Рис.11), полученные при разных режимах (пластина охлаждается и не охлаждается), то можно увидеть, как эти графики расслаиваются. Происходит это при всех температурных режимах. Замеры были произведены по центральной линии следа, но очевидно, что поменяется и форма

следа в различных сечениях (Рис.12). На полученных графиках показаны изменения скорости в различных сечениях аэродинамического следа при добавлении охлаждения пластины (Рис.13). Такие изменения скорости довольно существенные (до 7 м/с). Изменения скорости происходят как в поперечном, так и в продольном направлении от пластины по неким гармоническим законам. Данные гармоники, безусловно, повлияют на форму суммарной гармоники нескольких аэродинамических следов (за сопловыми лопатками) и, в конечном счете, на динамические напряжения в рабочих лопатках. Такого рода исследования будут проведены в рамках последующих работ.

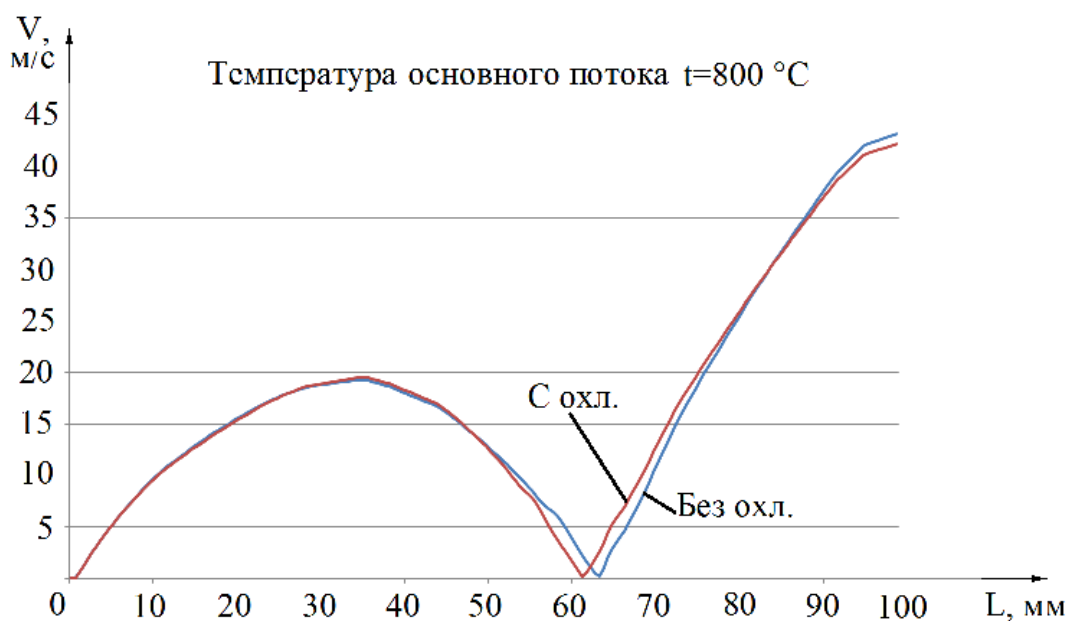


Рис. 11

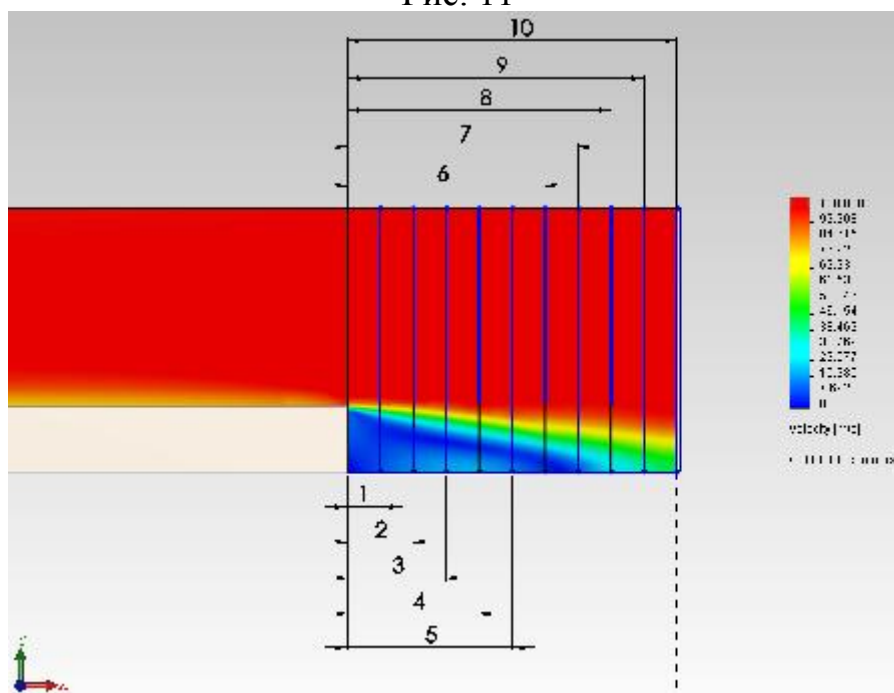


Рис. 12

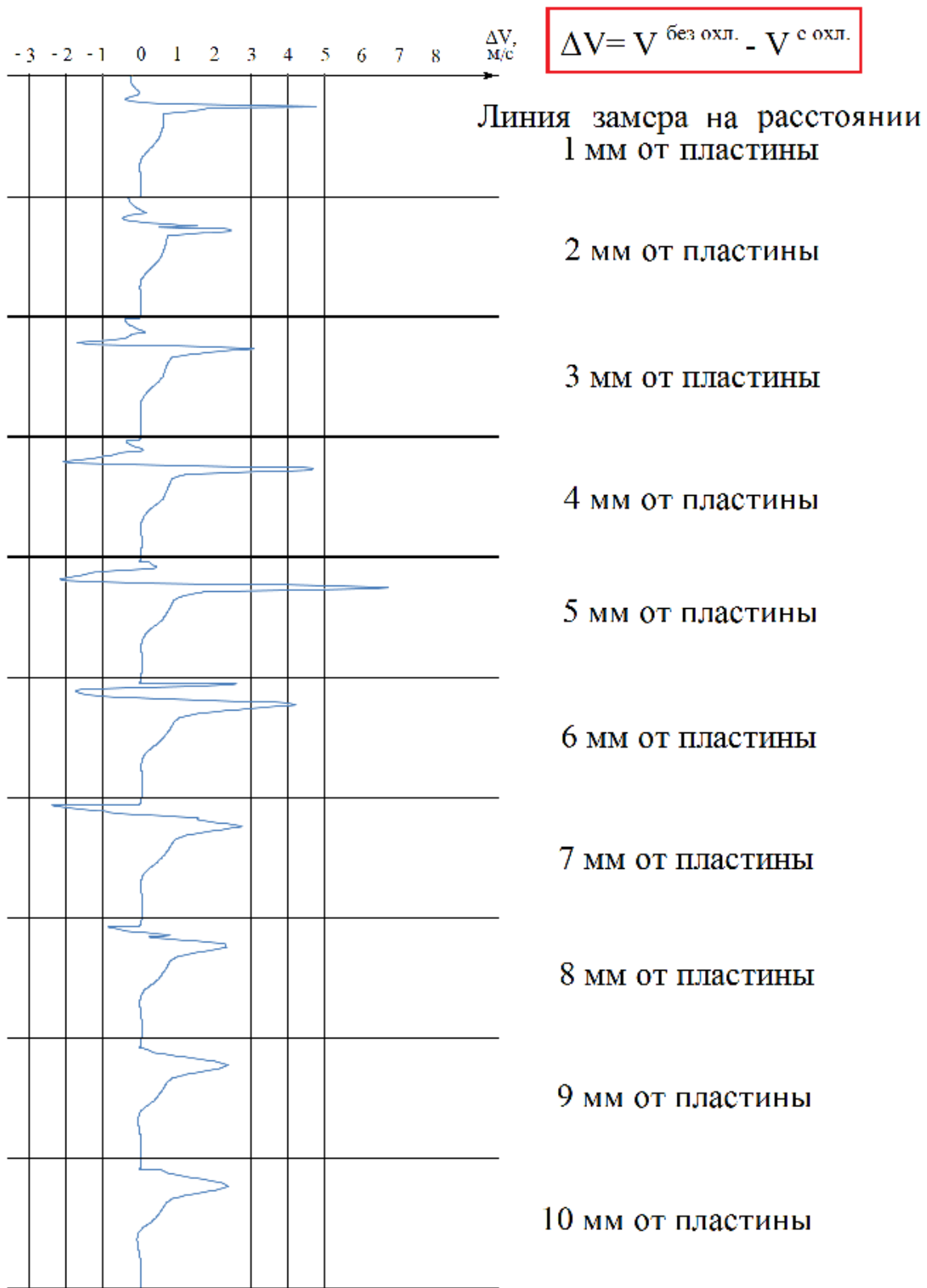


Рис. 13

По итогам данной работы можно сделать выводы:

1. В структуре пограничного слоя обнаружена полоса ускоренного потока, отнесенного от пластины, которая оказывает влияние на аэродинамический след.

2. Добавление охлаждения пластины увеличивает плотность ближайших к пластине слоёв потока. Чем больше расстояние от пластины, тем меньше влияет охлаждение на изменение плотности потока между слоями.

3. Увеличение температуры основного потока приводит к более существенному отличию плотностей при двух режимах (с охлаждением и без охлаждения пластины).

Список литературы

1. Вукалович М.П., Новиков И.И., Термодинамика. Учебное пособие для вузов. – М.: Машиностроение, 1972.

2. Самойлович Г.С. Возбуждение колебаний лопаток турбомашин. – М.: Машиностроение, 1975.

3. Федоров В.А., Мильман О.О., Шифрин Б.А. Высокоэффективные технологии производства электроэнергии с использованием органического и водородного топлива. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2007.

4. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя: Пер. с немец. – М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1969.

ПАРАМЕТРЫ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИХ ЦИКЛОВ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ТУРБИН

Птахин Антон Викторович¹

¹Аспирант

e-mail: ¹dr.ago.suv@mail.ru

Паротурбинные установки базируются на внешнем по отношению к рабочему телу (водяному пару) сжигании топлива и подводе тепла к нему через теплообменные поверхности котлов. При таком подводе тепла температура ограничена величиной 550..600 °С и неизбежны потери части энергии топлива с уходящими продуктами сгорания, в том числе теплоты парообразования, полученной в результате реакции горения.

Использование внутреннего сгорания позволяет значительно увеличить максимальную температуру (до 1250..1500 °С) и повысить эффективность цикла. Кроме того, продукты сгорания топлива участвуют в производстве механической работы, расширяясь вместе с водяным паром в проточной части турбины, что обеспечивает более полное использование энергии топлива.

В качестве топлива наиболее естественно использовать водород, который в природе находится только в связанном виде, отчего его приходится получать за счет газификации угля или путем конверсии метана. Эти энергозатратные процессы ослабляют эффект от использования водорода в энергоустановках.

Альтернативой водородному циклу является цикл с внутренним сжиганием смеси CH_4 и O_2 в среде водяного пара. Продуктом реакции окисления метана является не только водяной пар, но и CO_2 , в чем заключается основное отличие метано-кислородного цикла от водородно-кислородного. Данный цикл не требует конверсии метана при подготовке топлива и исключает связанные с этим затраты энергии. В то же время сжатие топлива и выделение кислорода из воздуха и удаление CO_2 из цикла связано с дополнительными затратами энергии.

Циклы с внутренним сжиганием топлива позволяют достигнуть КПД порядка 51–52 %.

В рассматриваемых энергоустановках на входе в конденсатор поступает парогазовая смесь, содержащая двуокись углерода, составляющая до 25...30% по массе от поступающей в турбину парогазовой смеси. По-

сколькo давление в конденсаторе ниже атмосферного, то для удаления этого газа он должен компримироваться до давления более высокого, чем атмосферное.

Как отмечено в [1] на выходе из энергоустановки выделяется углекислый газ с минимальным количеством примесей, что упрощает утилизацию по сравнению с ПГУ.

Список литературы

1. Газопаровая установка со сжиганием топлива в кислороде // Теплоэнергетика. – 2010. – № 2. – С.75–77.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ВОЛН В ЦИЛИНДРЕ

Супельняк Максим Игоревич¹, Карышев Анатолий Константинович²

¹аспирант; ²профессор, кандидат технических наук
e-mail: ¹max2901@mail.ru; ²k1kf@bmstu-kaluga.ru

Работа ряда технических устройств сопровождается циклическим изменением температуры их элементов во времени. К ним относятся турбины с парциальным охлаждением рабочих лопаток, теплообменные аппараты регенеративного типа, двигатели внутреннего сгорания и т.д. Определение теплового состояния их деталей связано с решением уравнения теплопроводности без начальных условий, при этом для описания теплообмена с жидкой средой часто используется закон Ньютона-Рихмана. Подобная задача существенно усложняется, если интенсивность теплоотдачи нельзя принять постоянной в ходе процесса.

В статье [1] была получена аналитическая зависимость, описывающая тепловые волны в неограниченном цилиндре при нестационарном коэффициенте теплоотдачи. Для ее практического применения были проведены экспериментальные исследования нестационарного периодического поля температуры цилиндра на специально разработанном экспериментальном стенде [2].

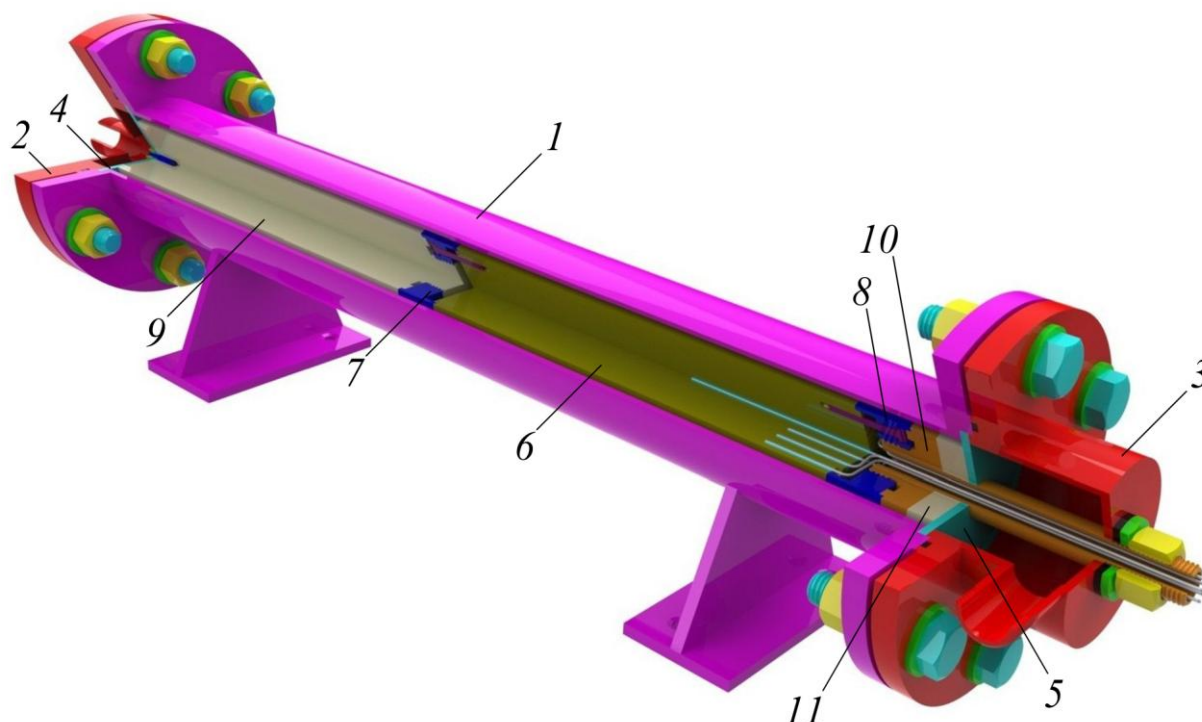


Рис. 1

Исследуемый периодический тепловой процесс протекал в цилиндрической насадке теплообменного аппарата (ТА) регенеративного типа (рис. 1). Теплообменный аппарат состоял из корпуса 1, крышек входной 2 и выходной 3 водяных камер, перфорированных пластин 4 и 5 и сборной цилиндрической насадки длиной 470 мм и диаметром 50 мм. Насадка включала в себя термометрируемый медный или стальной цилиндр 6 длиной 200 мм, соединительные элементы 7 и 8, цилиндр из фторопласта 9, штуцер 10, теплоизоляционное кольцо из фторопласта 11. Исследуемый цилиндр был препарирован десятью хромель-алюмелевыми термоэлектрическими

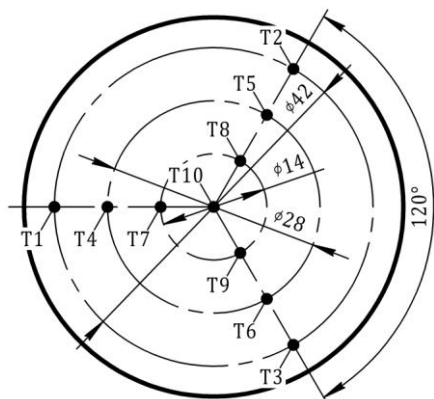


Рис. 2

преобразователями с наружным диаметром защитных оболочек 1 мм. Термодатчики были запаяны оловом в глухие отверстия диаметром 3 мм, просверленные в одном из торцов цилиндра. При этом глубина семи отверстий составляла 80 мм, а остальных трех – 30 мм, что позволило измерять температуру в сечениях I-I и II-II, отстоящих от входа в кольцевой канал на 350 мм и 400 мм соответственно. Схема расположения термодатчиков и их нумерация представлены на рис. 2. Термодатчики выводились к измерительным приборам через трубку штуцера. Место выхода трубки штуцера из корпуса ТА уплотнялось.

В кольцевой канал между насадкой и корпусом шириной 4,5 мм попеременно подавалась холодная и горячая вода. Исследование каждого термометрируемого цилиндра проводилось для четырех различных циклических режимов подачи теплоносителей в ТА, отличавшихся длительностями подачи холодной τ_x и горячей τ_r воды (табл. 1).

В кольцевой канал между насадкой и корпусом шириной 4,5 мм попеременно подавалась холодная и горячая вода. Исследование каждого термометрируемого цилиндра проводилось для четырех различных циклических режимов подачи теплоносителей в ТА, отличавшихся длительностями подачи холодной τ_x и горячей τ_r воды (табл. 1).

Таблица 1

Режимы подачи теплоносителей в ТА

№ режима	τ_x , с	τ_r , с
1	50	50
2	100	50
3	50	100
4	100	100

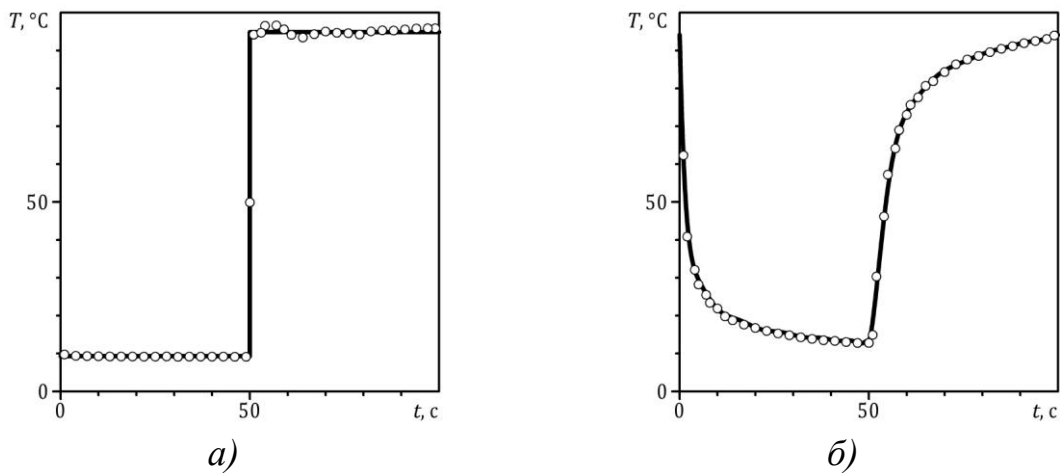


Рис. 3

Показания термопар, измеряющих температуру жидкости перед и за ТА, аппроксимировались периодическими функциями. При этом использовались данные с целого числа периодов. Температура воды перед ТА $T'_B(t)$ аппроксимировалась кусочно-постоянной на периоде функцией (рис. 3, а), причем температура холодной воды определялась как среднее арифметическое значение показаний термопар ниже $10\text{ }^\circ\text{C}$, а горячей воды – выше $90\text{ }^\circ\text{C}$. Температура воды за ТА $T''_B(t)$ аппроксимировалась непрерывной функцией, состоящей на периоде из двух полиномов, один из которых описывал процесс уменьшения температуры, а другой – увеличения (рис. 3, б). Степень полиномов для различных режимов выбиралась от 13 до 20, а значения их коэффициентов находились методом наименьших квадратов с учетом условий непрерывности и периодичности функции.

В эксперименте смена теплоносителя на входе в ТА при переключении клапанов фиксировалась термопарами перед и за ТА с разницей во времени в 3 с. Это запаздывание, характеризующее инерционность смены теплоносителя вдоль водяного тракта, не отражено на рис. 3, б и не учитывалось при проведении расчетов в конкретном сечении канала.

В законе Ньютона-Рихмана за характерную температуру жидкости при ее течении в каналах принимается, как правило, среднемассовая температура жидкости в исследуемом сечении канала [3]. Если допустить, что изменение температуры вдоль водяного тракта происходит в основном на участке с насадкой, то можно принять $T'_B(t)$ за температуру жидкости на входе в кольцевой канал, а $T''_B(t)$ – на выходе из канала. Подобное допущение можно оправдать более быстрым прогревом и охлаждением расположенных вне канала элементов, имеющих меньшую по сравнению с насадкой и корпусом ТА теплоемкость. Значение среднемассовой температуры

жидкости в любом сечении канала лежит между $T'_B(t)$ и $T''_B(t)$. Для ее определения был принят простейший линейный закон

$$T_B(z, t) = T'_B(t)(1 - z/l) + T''_B(t)z/l, \quad (1)$$

где z – осевая координата сечения, отсчитываемая от входа в канал; $l = 470$ мм – высота канала.

Объемные расходы холодной и горячей воды в эксперименте составляли $0,67$ м³/ч и $0,41$ м³/ч, чему соответствовали скорости течения в кольцевом канале $0,24$ м/с и $0,15$ м/с соответственно. Числа Рейнольдса $Re = wd_3/\nu$, вычисленные по эквивалентному гидравлическому диаметру канала $d_3 = 9$ мм, средним скоростям w и кинематическим вязкостям ν холодной и горячей воды на входе в канал, равны 1630 и 4300 соответственно. Для стационарных процессов при отсутствии массовых сил эти значения соответствуют ламинарному и турбулентному режимам течений. Следует заметить, что указанные величины определены при минимальной и максимальной температуре воды в процессе и ограничивают диапазон, в котором изменяются числа Рейнольдса в различных сечениях канала за цикл.

Влияние на течение поля силы тяжести характеризует Число Рэлея $Ra = g\beta\Delta Td_3^3/(\nu \cdot a)$, где g – ускорение свободного падения; β – температурный коэффициент объемного расширения жидкости; ΔT – разность характерных температур жидкости; a – коэффициент температуропроводности жидкости. Максимальное значение числа Рэлея в эксперименте оценивается сверху величиной $4,3 \cdot 10^6$, вычисленной по теплофизическим свойствам горячей воды и разности температур горячей и холодной воды на входе в ТА. В ходе процесса число Рэлея принимало значения на один-два порядка меньше указанной величины, что свидетельствует о влиянии термогравитационной конвекции на теплоотдачу. Согласно данным [4], полученным для подъемного ламинарного течения жидкости в обогреваемых круглых трубах, это влияние может быть значительным. Сказывается термогравитационная конвекция и на подъемном турбулентном течении жидкости в охлаждаемых трубах [5].

Помимо поля силы тяжести на теплоотдачу оказывает влияние нестационарность процесса. Хотя расходы теплоносителей в эксперименте неизменны, при течении каждого из них температура и плотность теплового потока на поверхностях канала меняются не только по его длине, но и во времени. Кроме того, высота канала может оказаться недостаточной для полной гидродинамической и тепловой стабилизации потока.

Для описанного выше течения в кольцевом канале отсутствуют критериальные уравнения для расчета теплоотдачи. Определить интенсив-

ность теплообмена на поверхности цилиндра в исследуемых сечениях канала можно с помощью совместного использования аналитической зависимости для расчета тепловых волн в цилиндре [1] и экспериментальных данных. Как показывают результаты измерений в сечениях I-I и II-II, поле температуры является достаточно равномерным в окружном направлении и слабо меняется по высоте на рассматриваемом участке, поэтому допустимо использовать одномерное решение задачи теплопроводности без начальных условий [1]. Поскольку показания термопар в медном цилиндре практически не зависели от радиальной координаты расположения их рабочих спаев, то в этом случае использовалась предельная форма расчетной зависимости для высокотеплопроводного материала.

При определении интенсивности теплообмена считалось, что коэффициент теплоотдачи является кусочно-постоянной на периоде функцией времени, принимающей в сечении I-I значения α_{xI} и α_{rI} , а в сечении II-II – α_{xII} и α_{rII} , соответствующие течению холодной и горячей воды. Задача заключалась в подборе таких значений коэффициентов теплоотдачи, чтобы результаты расчета тепловых волн при среднемассовой температуре жидкости (1) соответствовали экспериментальным данным. Поскольку нестационарная составляющая коэффициента теплоотдачи влияет в большей степени на среднее значение температуры цилиндра, чем на ее колебания, то подбор осуществлялся следующим образом. Вначале задача решалась при постоянном коэффициенте теплоотдачи, т.е. определялось среднее значение коэффициента теплоотдачи, при котором обеспечивалось соответствие между размахами колебаний температуры в расчете и эксперименте. После этого подбиралось отношение α_x/α_r , влияющее на среднюю температуру цилиндра, и корректировалась, в случае необходимости, стационарная составляющая коэффициента теплоотдачи. Найденные значения коэффициентов теплоотдачи приведены в табл. 2.

Таблица 2

Коэффициенты теплоотдачи в эксперименте, Вт/(м²·К)

Материал цилиндра	Медь				Сталь			
	α_{xI}	α_{xII}	α_{rI}	α_{rII}	α_{xI}	α_{xII}	α_{rI}	α_{rII}
№ режима								
1	1261	1171	1939	2129	1242	1100	2258	2200
2	1400	1268	2000	2114	1268	1139	2114	2071
3	1325	1244	1767	1778	1246	1068	2077	1941
4	1261	1171	1939	2129	1242	1100	2258	2200

Как следует из табл. 2, высота канала оказалась недостаточной для стабилизации течения на исследуемом участке. При этом α_x уменьшался вдоль исследуемого участка во всех экспериментах, а α_r увеличивался в опытах с медным цилиндром и уменьшался в опытах со стальным цилиндром. Кроме того, на режимах 1 и 4, характеризуемых равенством τ_x и τ_r , коэффициенты теплоотдачи оказались практически одинаковыми.

Список литературы

1. *Карышев А.К., Супельняк М.И.* Температурное поле цилиндра при нестационарных периодических условиях теплообмена с окружающей средой // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение. – 2011. – № 4. – С. 54–70.
2. *Супельняк М.И., Карышев А.К.* Экспериментальный стенд для исследования тепловых волн в цилиндре // Научно-технические технологии в приборостроении и машиностроении и развитие инновационной деятельности в вузе: Материалы Всероссийской научно-технической конференции, 10-12 декабря 2013 г. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2013. – Т. 1. – С. 248–250.
3. *Кутателадзе С.С.* Теплопередача и гидродинамическое сопротивление. – М.: Энергоатомиздат. – 1990. – 367 с.
4. *Петухов Б.С., Генин Л.Г., Ковалев С.А., Соловьев С.Л.* Теплообмен в ядерных энергетических установках. – М.: Издательство МЭИ. – 2003. – 548 с.
5. *Цветков Ф.Ф., Григорьев Б.А.* Тепломассообмен. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2011. – 562 с.

СЕКЦИЯ 5.

КЛАССИЧЕСКИЕ И СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ; АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ И ПРОИЗВОДСТВОМ

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИКИ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ТУРБИН ПРИ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗМУЩЕНИЯХ

Мин Чжо Ту¹

¹аспирант

e-mail: ¹minkyawthu07@gmail.com

Аннотация: Большую часть времени эксплуатации турбины ее система регулирования находится под воздействием возмущений, носящих случайный характер. В работе приводятся качественные и количественные оценки влияния таких возмущений, как изменения нагрузки генератора, пульсаций давления свежего, степени нечувствительности системы регулирования по частоте вращения, на динамику регулирования энергетической турбины ПТ-25/30-90/10М -производства Калужского турбинного завода.

Ключевые слова: Ключевые слова: энергетическая турбина, система регулирования, вероятностный анализ, среднеквадратическое отклонение, качество регулирования.

FEATURES OF DYNAMICS REGULATION OF POWER TURBINE FOR RANDOM PERTURBATIONS

Min Kyaw Thu¹

¹PhD student

e-mail: ¹minkyawthu07@gmail.com

Most of the time of turbine operation control system is affected by disturbances, random nature. The paper presents qualitative and quantitative assessment of the impact of such disturbances as changes in load generator, pressure pulsations fresh, dead power system speed-controlled, dynamic response to energy-producing turbines PT-25/30-90/10M Kaluga Turbine Factory.

Keywords: Keywords: energy turbine, regulation system, probabilistic analysis, standard deviation, the quality of regulation.

Научный Руководитель – К.т.н., доц, Мельников Д.В.

Для современной энергетики характерна тенденция всемерного повышения надежности энергетического оборудования в интересах, как потребителей, так и производителей энергии. Среди многих факторов, определяющих безотказность и долговечность энергетической турбины, существенное значение имеет степень повреждаемости ее деталей при изменениях режимных параметров в процессе эксплуатации. Система регулирования турбины, контролируя эти изменения, призвана не только гарантировать требуемое качество производимой энергии, но и обеспечивать надежность функционирования самого агрегата. Следовательно, необходимо стремиться к тому, чтобы возможно большее число показателей качества системы регулирования было согласовано как с условиями, выдвигаемые энергосистемой, так и с условиями эксплуатации турбоагрегата [1].

Большую часть времени эксплуатации турбины ее система регулирования, находится под воздействием малых отклонений, носящих случайный характер. Источники подобных отклонений находятся как в самой системе – это прежде всего пульсации параметров рабочего тела, используемого для привода элементов, так и вне ее – это колебания параметров энергоносителя до и после проточной части турбины и, наконец, колебания нагрузки у потребителей энергии. К внутренним источникам случайных возмущений относятся также изменения в процессе эксплуатации параметров настройки системы: коэффициентов усиления, постоянных времени, уровней срабатывания.

Реагируя на случайные возмущения, система регулирования меняет режим работы турбины. Следовательно, качество поддержания регулируемых параметров в длительной эксплуатации существенно зависит от поведения системы в этих условиях. С другой стороны, реакция системы на поступающие постоянно случайные воздействия снижает качество вырабатываемой энергии, ускоряет износ подвижных деталей системы, а также приводит к образованию усталостных повреждений в турбине. Поэтому динамика регулирования турбины при случайных возмущениях играет важную роль при анализе и синтезе системы регулирования, во многом определяя ее качество функционирования и надежность [2].

Исследуем динамику регулирования паровой турбины ПТ-25/30-90/10М -производства Калужского турбинного завода. Модель этой турбины работающей на конденсационном режиме можно представить следующим образом.

Уравнение движение ротора турбогенератора:

$$T_{\varphi} \frac{d\varphi}{dt} + \theta\varphi = (1 - \theta)(\xi - \lambda(t)), \quad (1)$$

где T_{φ} – постоянная времени ротора; θ – некоторый эквивалентный коэффициент самовыравнивания; φ – относительное отклонение угловой

частоты вращения ротора от номинального значения $\omega_{\text{ном}}$, $\varphi = (\omega - \omega_{\text{ном}}) / \omega_{\text{ном}}$; ξ – относительное отклонение расхода пара; λ – относительное отклонение электрической нагрузки генератора.

Уравнение эквивалентного аккумулятора пара (между регулирующими органами турбины и проточной частью):

$$T_{\xi} \frac{d\xi}{dt} = \pi_0 \mu - \xi, \quad (2)$$

где T_{ξ} – постоянная времени камеры объема (время полного заполнения камеры при определенном расходе пара); π_0 – относительное изменение давления свежего пара; μ – относительное отклонение поршня сервомотора турбины соответственно.

Уравнение движения поршня сервомотора:

$$T_{\mu} \frac{d\mu}{dt} = \begin{cases} 0,5 \frac{z^2}{\Delta z_0} \text{sign}z, & \text{при } |z| \leq \Delta z_0 \\ z - 0,5 \Delta z_0 \text{sign}z, & \text{при } |z| > \Delta z_0 \end{cases}, \quad (3)$$

где T_{μ} – постоянная времени сервомотора; z – относительное изменение положения поршня отсечного золотника; Δz – относительная высота профиля кромок отсечного золотника.

Уравнение движения отсечного золотника сервомотора:

$$T_z \frac{dz}{dt} = -z + F(\varepsilon_{\varphi}), \quad (4)$$

$$F(\varepsilon_{\varphi}) = \begin{cases} 0, & |\varepsilon_{\varphi}| \leq \varepsilon_{\varphi 0} \\ \varepsilon_{\varphi}, & |\varepsilon_{\varphi}| > \varepsilon_{\varphi 0} \end{cases}, \quad \varepsilon_{\varphi} = -\frac{\varphi}{\delta} - \mu, \quad (5)$$

где T_z – постоянная времени отсечного золотника сервомотора; $\varepsilon_{\varphi 0}$ – величина, характеризующая настройку системы регулирования (степень нечувствительности по частоте вращения); δ – степень неравномерности регулятора по частоте вращения.

Таким образом, динамика регулирования паровой турбины описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений, причем, относительное отклонение электрической нагрузки генератора λ , относительное изменение давления свежего пара π_0 в реальных условиях работы турбины являются случайными процессами.

Непременным условиям статистического подхода к анализу регулирования должно быть использование близких к реальным характеристикам случайных возмущений. Для отклонений частоты сети, которые являются наиболее существенными внешними возмущениями в системах регулирования энергетических турбин, сведения о законе регулирования, дисперсии

корреляционных функциях спектральной плотности приведены во многих работах. Закон распределения, как правило, принимается нормальным. Что же касается остальных характеристик, то наблюдаются расхождения между различными источниками. Примем корреляционную функцию изменения нагрузки генератора λ следующего вида:

$$m_\lambda(t) = 0, R_\lambda(\tau) = \sigma_\lambda^2 e^{-h|\tau|} \cos(\beta\tau), \sigma_\lambda = 0,015, h = 0,007 \text{ с}^{-1}, \beta = 0,0019 \text{ с}^{-1}.$$

Статистические характеристики пульсаций давления свежего пара аппроксимируем выражением

$$m_{\pi 0}(t) = 1, R_{\pi 0}(\tau) = \sigma_{\pi 0}^2 e^{-h|\tau|}, \sigma_{\pi 0} = 0,04, h = 0,03 \text{ с}^{-1}.$$

В [3] приведен пример полученного экспериментального процесса пульсаций давления масла в напорном коллекторе системы регулирования одной паровой турбины, где можно проследить составляющую с частотой 7 – 8 Гц и амплитудой 0,02 – 0,03 Мпа. Пульсации давления масла в системе регулирования влияют на значение реальных постоянных времени сервомоторов и отсечных золотников. Действительно, время сервомотора определяется следующим выражением

$$T_\mu = \frac{F_\mu m_{\mu \max}}{s_{\max} b \gamma} \sqrt{\frac{\rho_M}{(p_H - p_C)}}, \quad (6)$$

где числитель представляет собой объем масла плотности ρ_M , засасываемой и в тоже время вытесняемой поршнем активной площадью F_μ в течение его максимального рабочего хода $m_{\mu \max}$, а знаменатель – секундный расход жидкости при полностью открытых окнах золотника на величину s_{\max} ; b – суммарная ширина прямоугольных окон в одном ряду; γ – коэффициент расхода; p_H – давление нагнетаемой жидкости перед окнами золотника; p_C – давление в сливной системе за окнами золотника. Таким образом, время сервомотора определяется через давления в гидравлической масле части регулятора, которое как показывает практика, является случайной функцией. Следовательно, в полученной модели T_μ является случайной функцией. Случайный характер носит и постоянная времени отсечного золотника T_z , т.к. она также определяется через давления масла в системе регулирования. Их статистические характеристики можно также аппроксимировать. С учетом этого времени сервомоторов и отсечных золотников можно выразить следующим образом:

$$T_\mu = 0,2 / \sqrt{1 + \rho_{сл}}, \quad T_z = 0,05 / \sqrt{1 + \rho_{сл}},$$

$$m_{\rho_{\text{сл}}}(t) = 0, R_{\rho_{\text{сл}}}(\tau) = \sigma_{\rho_{\text{сл}}}^2 e^{-h|\tau|} \cos(\beta\tau),$$

$$\sigma_{\rho_{\text{сл}}} = 0,12, h = 0,005 \text{ с}^{-1}, \beta = 0,4 \text{ с}^{-1}.$$

Силы трения трансформатора давления, отсечного золотника, сервомотора не поддаются какому-либо точному расчету т.к. носят случайный характер, поэтому степень нечувствительности системы регулирования по частоте вращения нельзя считать постоянной величиной. Степень нечувствительности системы регулирования Калужского турбинного завода по частоте вращения лежит в пределах 0,1 – 0,15%. Ее статистические характеристики аппроксимируем следующим образом:

$$m_{\varepsilon_{\varphi 0}}(t) = 0,0012, R_{\varepsilon_{\varphi 0}}(\tau) = \sigma_{\varepsilon_{\varphi 0}}^2 e^{-h|\tau|}, \sigma_{\varepsilon_{\varphi 0}} = 0,0003, h = 0,05 \text{ с}^{-1},$$

Статистический анализ проводился методом детерминированных эквивалентов [6], обладающий следующими преимуществами:

1. Высокая степень универсальности, обусловленная тем, что исходная математическая модель систем управления описывает почти все основные классы систем: непрерывного действия; дискретного действия; системы со случайным запаздыванием; линейные стационарные и нестационарные системы; линейные и нелинейные системы со случайно изменяющейся структурой, учитывающие случайное изменение параметров и входных воздействий; оптимальные и самонастраивающиеся системы.
2. Отсутствие принципиальных ограничений на размерность системы, на количество нелинейностей, случайных воздействий и параметров.
3. Отсутствие ограничений на стационарность и законы распределения случайных сигналов и случайных параметров системы управления.
4. Возможность расчета не только моментных характеристик, но и вероятностей.
5. Возможность достижения произвольной точности получаемых результатов путем увеличения количества выборок случайных величин.
6. Ориентация на использование ЭВМ и возможность создания эффективных алгоритмов с высокой степенью параллельности вычислений.

Результаты анализа показывают (рис. 1, 2), что поршни сервомотора постоянно перемещаются относительно некоторого среднего положения. Достаточно хорошо известны две причины таких перемещений: обработка сравнительно малых внешних возмущений и воздействие внутренних возмущений в системе регулирования. Постоянное возвратно-поступательное движение при значительной частоте и амплитуде приводит к ускоренному износу элементов системы регулирования. Поэтому стараются ограничить амплитуду и частоту движения клапанов. На практике борьбу с последствиями влияния названных факторов ведут искусственным введением зоны нечувствительности. Снижение точности системы регулирования обычно считается единственным недостатком увеличения ее нечувствительности.

Между тем, как показывают результаты анализа, само по себе наличие зоны нечувствительности может являться еще одной причиной возникновения перемещений исполнительных органов. Вместе с тем небольшие колебания приносят некоторую пользу, снижая нечувствительность системы (преодолеваются силы трения и другие сопротивления), подобно вибрации, и тем самым повышается приемистость агрегата.

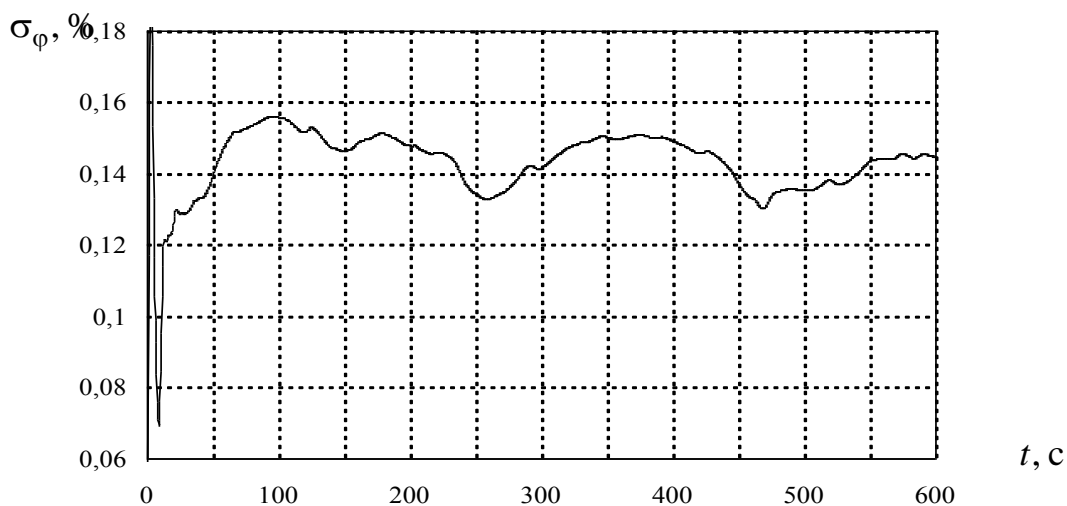


Рис. 1

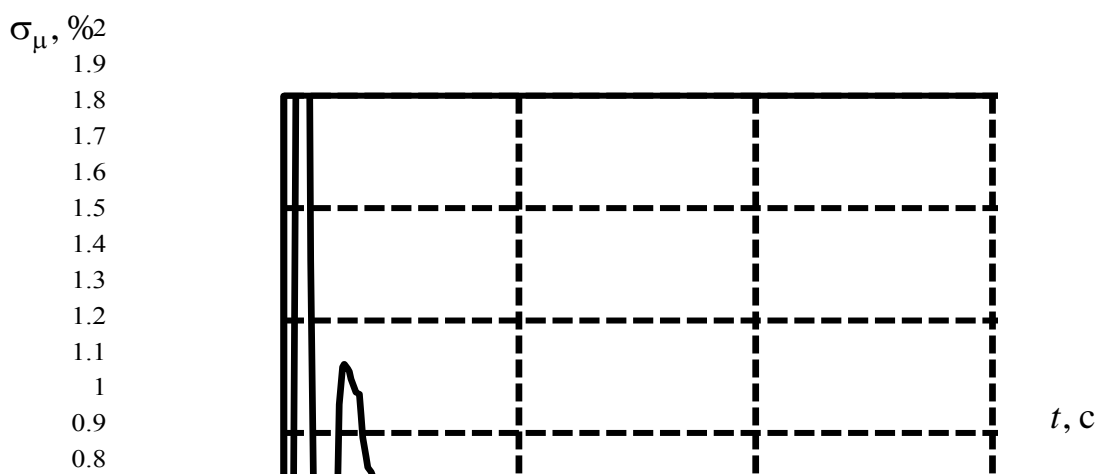


Рис. 2

Качество регулирования частоты вращения сети регуляторами турбогенераторов при случайных отклонениях нагрузки принято характеризовать отношением среднеквадратических отклонений σ_φ и σ_λ частоты и нагрузки $k_k = \sigma_\varphi / (\delta\sigma_\lambda)$ (рис. 3). Чем меньше показатель k_k , тем эффективнее регуляторы турбогенераторов энергосистемы выполняют требование ограничения отклонений частоты сети от заданного уровня при отклонениях режима энергосистемы.

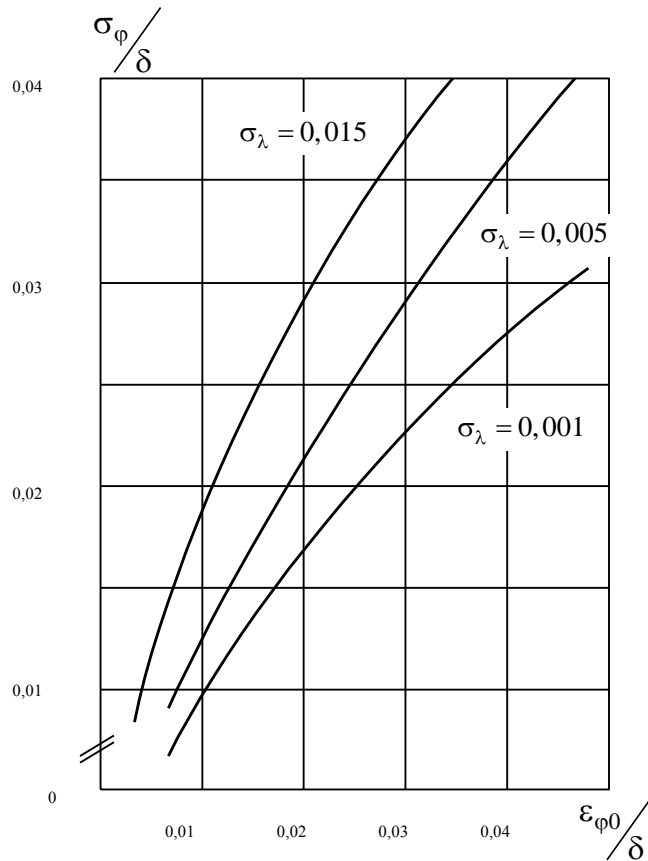


Рис. 3

Оценку качества системы регулирования на основании рис. 3 можно произвести следующим образом. Если согласно [5] принять среднее для энергосистемы значение показателя качества $k_{\kappa} = 4$ при среднеквадратическом отклонении нагрузки $\sigma_{\lambda} = 0,005$, получим, что соответствующая этим характеристикам область значений степени нечувствительности отвечает даже жестким требованиям Международной электротехнической комиссии ($\varepsilon_{\varphi 0}/\delta = 0,015$ при $\delta = 0,04$ или $0,06\%$ номинального значения частоты сети).

Из рис. 3 видно, что при фиксированном значении степени нечувствительности $\varepsilon_{\varphi 0}$, приращение среднеквадратического отклонения нагрузки $\sigma_{\lambda 1}$ сопровождается относительно меньшими приращениями среднеквадратического отклонения частоты σ_{φ} . Если, как это получено, например, в [6], среднеквадратическое отклонение нагрузки σ_{λ} оказывается выше указанного в [5] уровня $0,005$, то в данном случае, расширяется область, где показатель k_{κ} и степень нечувствительности $\varepsilon_{\varphi 0}$ остаются в допустимых пределах.

Список литературы

1. *Калашиников А.А.* Качество регулирования турбины при малых возмущениях как фактор надежности эксплуатации // Теплоэнергетика. 1998. № 8.
2. *Калашиников А.А.* Динамика регулирования турбин. — М.: Энергоатомиздат, 1999. — 328 с.
3. *Карлинер В.М.* Испытание и настройка автоматического регулирования паровых турбин. М.: Энергия, 1974.
4. *К.А. Пупков, Н.Д. Езупов, А.М. Макаренков, А.И. Трофимов* Теория и компьютерные методы исследования стохастических систем – М.: ФИЗМАТЛИТ 2003 – 400 с.
5. *Тимченко В.Ф.* Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем. Анализ и синтез для решения задач управления режимами объединенных энергосистем / Под ред. В.А. Веникова. – М.: Энергия, 1975. – 208 с.
6. *Веллер В.Н.* Работа технического комитета по паровым турбинам МЭК // Теплоэнергетика. 1969. №8. С. 91.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ СЛУЧАЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКОГО ПРИВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОЕКЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ

Аунг Чжо Со¹, Мьо Паинг Сат², Макаренков А.М.³

¹-, Аспирант; ²-, Аспирант; ³Доцент, к.т.н

e-mail: ¹aungkyawsoe48@gmail.com; ²myopaingsatt85@gmail.com;
³amm2005@rambler.ru

Описан алгоритм идентификации случайных параметров электрогидравлического следящего привода (ЭГСП), основанный на использовании метода усреднения проекционных моделей и методов математического программирования. Приведены примеры идентификации некоторых физических параметров ЭГСП.

Ключевые слова: Идентификация, случайные параметры, математическая модель, проекционная аппроксимация, электрогидравлический следящий привод, статистические испытания, проекционная модель, статистические характеристики, математическое ожидание, корреляционная функция.

IDENTIFICATION OF THE RANDOM PARAMETERS OF ELECTRO-HYDRAULIC ACTUATOR USING PROJECTION MODELS

Aung Kyaw Soe¹, Myo Paing Satt², Makarenkov A. M.³

¹-, postgraduate; ²-, postgraduate; ³Associate professor, candidate of science

e-mail: ¹aungkyawsoe48@gmail.com; ²myopaingsatt85@gmail.com;
³amm2005@rambler.ru

The described algorithm of identification random parameters, electrohydraulic servo actuator, based on the method of averaging projection models and methods of mathematical programming. Examples of identifying some of the physical parameters of electrohydraulic actuator.

Keywords: Identification, random parameters, mathematical model, projection approximation, electrohydraulic actuator, statistical tests, projection model, statistical characteristics, mathematical expectation, correlation function.

Повышение точности силовых приводов, являющихся важной частью систем автоматического управления, применяемых в таких областях как робототехника, авиация и ракетостроение, является актуальной проблемой. В большинстве подобных приложений используется электрогидравлический следящий привод (ЭГСП), обладающий высокой удельной мощностью и быстродействием. В то же время для ЭГСП характерна заметная чувствительность к свойствам рабочей жидкости, температуре окружающей среды, технологическому разбросу параметров и другим факторам, носящим в основном случайный характер. При разработке современных систем автоматического управления требуется учет указанных факторов как случайных параметров математической модели системы. При этом возникает задача идентификации данных параметров в смысле определения их статистических характеристик. Решению этой задачи посвящена данная работа.

Одним из современных подходов к построению математических моделей сложных систем и решению задач теории управления является использование методов обобщенной спектральной теории и теории матричных операторов [1]. Методы решения задач теории управления, построенные на основе такого подхода, называются проекционными или спектральными. Ключевой особенностью проекционных методов является использование так называемых проекционных моделей, представляющих собой результат конечномерной аппроксимации математической модели системы, выполненной с использованием ортогональных разложений.

Проекционная аппроксимация моделей стохастических систем выполняется по общей схеме, похожей на схему аппроксимации детерминированных систем, подробное описание и строгое математическое обоснование которой можно найти в [1].

Рассмотрим задачу идентификации дисперсий случайных параметров линейной математической модели ЭГСП, включающей модель электрогидравлического усилителя (ЭГУ), уравнение расходов золотникового распределителя, уравнение нагрузки гидродвигателя и уравнение электрической обратной связи.

Линеаризованная математическая модель ЭГУ описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di(t)}{dt} + R_a i(t) &= u_{ex}(t), \\
 J_{\text{я}} \frac{d^2 \varphi_{\text{я}}(t)}{dt^2} + h_{\text{я}} \frac{d \varphi_{\text{я}}(t)}{dt} + k_{M\varphi} \varphi_{\text{я}}(t) &= k_{Mi} i(t) - k_{\text{moc}} x(t), \\
 k_{Q_y p_y} p_y(t) &= k_{Q_y \varphi} \varphi_y(t) - F_3 \frac{dx(t)}{dt}, \\
 m_3 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + h_3 \frac{dx(t)}{dt} + 2C_{2\partial} x(t) &= F_3 p_y(t),
 \end{aligned} \tag{1}$$

где, $u_{ex}(t)$ – напряжение на обмотке управления электромеханического преобразователя (ЭМП); $i(t)$ – ток в обмотке управления ЭМП; $\varphi_{я}(t)$ – угол поворота якоря ЭМП и закреплённой на нём заслонки; $p_y(t)$ – перепад давления на торцах золотника ЭГУ; $x(t)$ – перемещение золотника ЭГУ.

Коэффициенты в уравнениях (1) имеют следующий физический смысл: L – индуктивность обмотки управления ЭМП; R_a – активное сопротивление обмотки управления ЭМП; $J_{я}$ – момент инерции якоря ЭМП и заслонки относительно оси вращения якоря; $h_{я}$ – коэффициент вязкого трения на якоре ЭМП; $k_{M\varphi}$ и k_{Mi} – коэффициенты внешней моментной характеристики ЭМП; k_{moc} – коэффициент механической обратной связи через гибкий стержень; $k_{Qy,py}$ и $k_{Q\varphi}$ – коэффициенты линеаризации расходно-перепадной и регулировочной характеристик управляющего элемента «сопло-заслонка»; F_3 – площадь торца золотника ЭГУ; m_3 – масса золотника ЭГУ; h_3 – коэффициент вязкого трения на золотнике ЭГУ, рассматриваемый как случайный параметр; C_{20} – коэффициент жёсткости гидродинамической пружины.

Исполнительным органом ЭГСП является гидродвигатель (ГД). Он представляет собой гидродвигатель поршневого типа, приводимый в движение потоком рабочей жидкости (минеральное масло).

Уравнение расходов золотникового распределителя описывается уравнением

$$\frac{V}{2E} \frac{dp(t)}{dt} + k_{Qp} p(t) = k_{Qx} x(t) - F \frac{dY(t)}{dt}, \quad (2)$$

где V – объем полостей гидроцилиндра ГД; E – модуль объёмной упругости рабочей жидкости; k_{Qp} и k_{Qx} – коэффициенты линеаризации расходно-перепадной характеристики; F – рабочая площадь поршня ГД; $p(t)$ – перепад давлений на поршне ГД.

Уравнение движения поршня ГД имеет вид

$$M \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + h \frac{dy(t)}{dt} + Cy(t) = Fp(t), \quad (3)$$

где M – масса нагрузки и масса подвижных частей ГД; h – коэффициент вязкого трения на поршне ГД; C – коэффициент позиционной нагрузки ГД.

Уравнение электрической обратной связи имеет вид

$$u_{ex}(t) = k_{yc} (u(t) - k_{oc} y(t)), \quad (4)$$

где k_{yc} – коэффициент передачи усилителя; k_{oc} – коэффициент передачи цепи электрической обратной связи; $u(t)$ – электрическое напряжение на

входе ЭГСП (входной сигнал); $y(t)$ – перемещение поршня ГД (выходной сигнал ЭГСП).

Таким образом, уравнения (1)-(4) составляют полную модель ЭГСП, которой соответствует стандартная модель “вход-выход”, описываемая дифференциальным уравнением вида

$$\sum_{i=0}^8 a_i \left(d^i / dt^i \right) x = b_0 y; \quad a_n \equiv 1, \quad (5)$$

коэффициенты которого очевидным образом выражаются через физические параметры полной модели (1)-(4). Усреднение выражений для данных коэффициентов также позволяет выразить их математические ожидания и дисперсии через математические ожидания и дисперсии физических параметров модели (1)-(4).

Проекционная аппроксимация модели (5) позволяет построить проекционную модель ЭГСП, представленную в форме [2]:

$$\mathbf{C}^x = (\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{C}^y + \mathbf{C}_0, \quad (6)$$

где \mathbf{C}^y , \mathbf{C}^x , \mathbf{C}_0 – вектор-столбцы проекционных характеристик входного сигнала системы, ее выходного сигнала и вектора начальных условий соответственно; $\bar{\mathbf{A}}$ – детерминированная матрица, определяемая через математические ожидания случайных коэффициентов исходной модели; $\Delta\mathbf{A}$ – случайная матрица, определяемая через их центрированные случайные составляющие. Выражения для данных матриц следующие:

$$\bar{\mathbf{A}} = (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1} \bar{\mathbf{A}}_y; \\ \Delta\mathbf{A} = \mathbf{A}_{x0} \left(\sum_{v=1}^{\infty} (-1)^v (\mathbf{A}_x^{\Delta} \mathbf{A}_{x0})^v \bar{\mathbf{A}}_y + \sum_{v=0}^{\infty} (-1)^v (\mathbf{A}_x^{\Delta} \mathbf{A}_{x0})^v \mathbf{A}_y^{\Delta} \right),$$

где

$$\bar{\mathbf{A}}_x = \sum_{i=0}^{n-1} \bar{a}_i (\mathbf{P}^{n-i})^T; \quad \bar{\mathbf{A}}_y = \bar{b}_0 (\mathbf{P}^n)^T; \quad \mathbf{A}_{x0} = (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1}; \\ \mathbf{A}_x^{\Delta} = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta a_i (\mathbf{P}^{n-i})^T; \quad \mathbf{A}_y^{\Delta} = \Delta b_0 (\mathbf{P}^n)^T.$$

В приведенных выражениях \mathbf{P}^T – матричный оператор интегрирования, \mathbf{I} – единичная матрица.

При выводе данных выражений предполагается представление случайных коэффициентов дифференциального уравнения (5) в виде

$$a_i = \bar{a}_i + \Delta a_i, \quad i = 0, n-1, \quad b_0 = \bar{b}_0 + \Delta b_0,$$

где \bar{a}_i и \bar{b}_0 – средние значения (математические ожидания); Δa_i и Δb_0 – случайные отклонения (центрированные случайные составляющие).

Усреднение проекционной модели (6), состоящее в аналитическом выражении стохастических моментов коэффициентов уравнения (5) через

математические ожидания и дисперсии данных коэффициентов, позволяет построить усредненную проекционную модель ЭГСП, в явной операторной форме связывающую статистические характеристики входного сигнала, случайных параметров ЭГСП и его выходного сигнала [1], [2]. Таким образом, удается записать следующие выражения, определяющие проекционные характеристики математического ожидания \mathbf{C}^{m_x} и корреляционной функции $\mathbf{C}^{R_{xx}}$ выходного сигнала ЭГСП в случае статистической независимости его входного сигнала и случайных параметров:

$$\mathbf{C}^{m_x} = \mathbf{M}[\mathbf{A}]\mathbf{C}^{m_y} + \mathbf{C}^{m_0}, \quad \mathbf{C}^{m_0} = \mathbf{M}[\mathbf{C}_0], \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^{R_{xx}} = & \mathbf{M} \left[\mathbf{A} \left(\mathbf{C}^{R_{yy}} + \mathbf{C}^{m_y} \left(\mathbf{C}^{m_y} \right)^T \right) \mathbf{A}^T \right] + \mathbf{C}^{m_0} \left(\mathbf{C}^{m_y} \right)^T \mathbf{M} \left[\mathbf{A}^T \right] + \\ & + \mathbf{M}[\mathbf{A}]\mathbf{C}^{m_y} \left(\mathbf{C}^{m_0} \right)^T + \mathbf{C}^{R_{00}} + \mathbf{C}^{m_0} \left(\mathbf{C}^{m_0} \right)^T - \mathbf{C}^{m_x} \left(\mathbf{C}^{m_x} \right)^T. \end{aligned} \quad (8)$$

Имея усредненную проекционную модель (7)-(8), можно сформулировать задачу идентификации статистических характеристик физических параметров модели (1)-(4) как задачу минимизации следующего функционала:

$$J(\mathbf{K}) = \left[\sum_{i=1}^p \left[c_i^{EM}(D_p) \right]^2 \right]^{1/2} + \left[\sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p \left[c_{ij}^E(D_p) \right]^2 \right]^{1/2}, \quad (9)$$

где $c_i^{EM}(D_p)$ и $c_{ij}^E(D_p)$ – элементы матриц проекционных характеристик $\mathbf{C}^{EM}(D_p)$ и $\mathbf{C}^E(D_p)$ соответственно, вычисляемых как

$$\mathbf{C}^{EM}(D_p) = \mathbf{C}^{m_x^u} - \mathbf{C}^{m_x^p}(D_p), \quad \mathbf{C}^E(D_p) = \mathbf{C}^{R_{xx}^u} - \mathbf{C}^{R_{xx}^p}(D_p),$$

где $\mathbf{C}^{m_x^u}$ и $\mathbf{C}^{m_x^p} = \mathbf{C}^{m_x}$ – проекционные характеристики функции математического ожидания измеренного и расчетного выходного сигнала системы, $\mathbf{C}^{R_{xx}^u}$ и $\mathbf{C}^{R_{xx}^p} = \mathbf{C}^{R_{xx}}$ – проекционные характеристики измеренной и расчетной автокорреляционной функции ее выходного сигнала; D_p – дисперсия некоторого параметра p физической модели (1)-(4).

Минимизация функционала (9) относительно значений D_p с ограничением на их положительность позволяет решить поставленную задачу идентификации.

Для оценки точности описанного метода идентификации был выполнен вычислительный эксперимент, в котором дисперсия случайного параметра считалась известной. Это является искусственным условием, поскольку измерение выходного сигнала реальной стохастической системы заменяется его вычислением по математической модели. При этом заданная дисперсия выступает в качестве эталонного значения, позволяющего

оценить точность решения задачи идентификации. В дальнейшем планируется выполнить натурный эксперимент.

В ходе упомянутого вычислительного эксперимента сначала решалась задача статистического анализа ЭГСП методом статистических испытаний с использованием модели (1)-(4) для заданного значения дисперсии определенного случайного параметра D_p , в результате чего находились матрицы $S^{m_x^u}$ и $S^{R_{xx}^u}$. Затем решалась задача идентификации путем минимизации функционала (9) методом прямого поиска Нелдера-Мида, в результате чего находилась дисперсия D_p . Сравнение значений заданной и найденной дисперсий позволяет сделать вывод о достаточной точности использованного алгоритма – ошибка идентификации D_p не превышала 5%.

Ниже приводятся результаты решения задач идентификации дисперсий, полученные в ходе описанного вычислительного эксперимента для некоторых примеров случайных параметров ЭГСП. Во всех примерах в качестве входного сигнала ЭГСП использовался ступенчатый сигнал.

Пример 1. В качестве случайного параметра выступает коэффициент вязкого трения на золотнике ЭГУ h_3 ($m_{h_3} = 0,25$, $D_{h_3} = 0,0011$). На рис.1 и рис.2 представлены графики математического ожидания и корреляционной функции соответственно, вычисленных методом статистических испытаний для 3000 реализаций выходного сигнала ЭГСП. Идентификация значения D_{h_3} путем минимизации функционала (8) дала результат $D_{h_3} = 0,0011$, то есть точно такое значение, которое было задано.

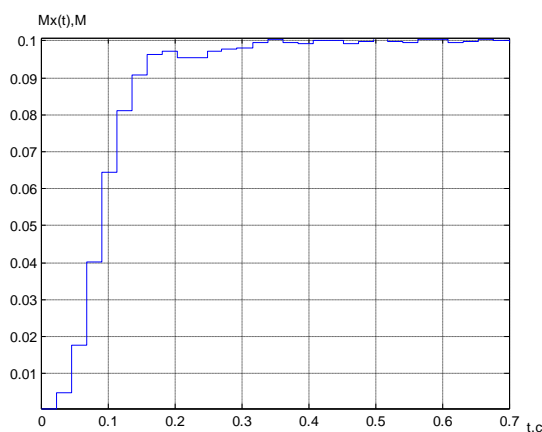


Рис. 1

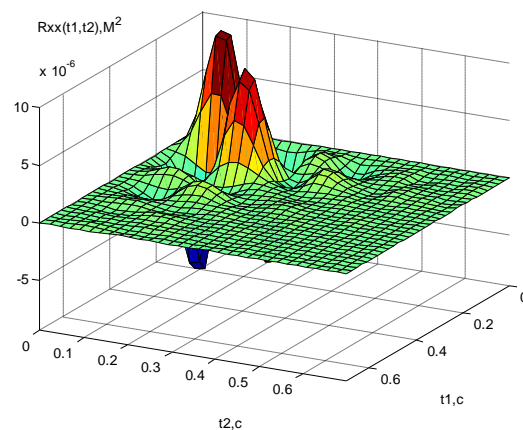


Рис. 2

Пример 2. В качестве случайного параметра выступает коэффициент передачи цепи электрической обратной связи k_{oc} ($m_{k_{oc}} = 0,1$, $D_{k_{oc}} = 0,0005$). На рис.3 и рис.4 представлены графики математического ожидания и корреляционной функции соответственно, вычисленных методом статистических испытаний для 3000 реализаций выходного сигнала

ЭГСП. Идентификация значения $D_{k_{oc}}$ путем минимизации функционала (8) дала результат $D_{k_{oc}} = 0,000515$.

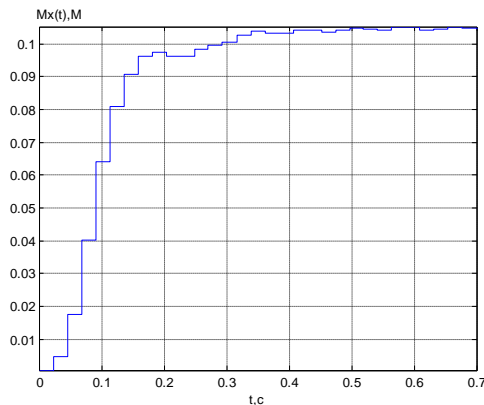


Рис. 3

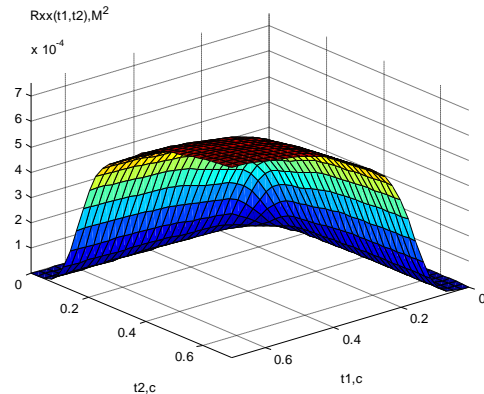


Рис. 4

Пример 3. В качестве случайного параметра выступает модуль объёмной упругости рабочей жидкости $k_{сж}$ ($m_{k_{сж}} = 3,2350e - 011$, $D_{k_{сж}} = 5e - 023$). На рис.4 и рис.5 представлены графики математического ожидания и корреляционной функции соответственно, вычисленных методом статистических испытаний для 3000 реализаций выходного сигнала ЭГСП. Идентификация значения $D_{k_{сж}}$ путем минимизации функционала (8) дала результат $D_{k_{сж}} = 5,4210e - 023$.

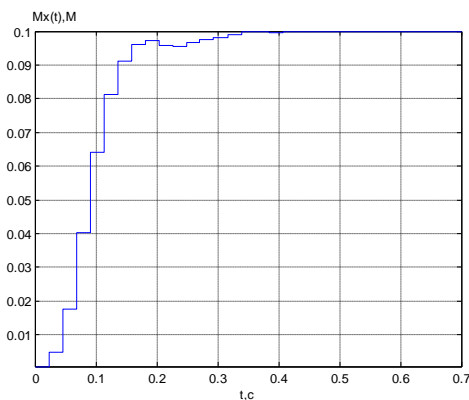


Рис. 5

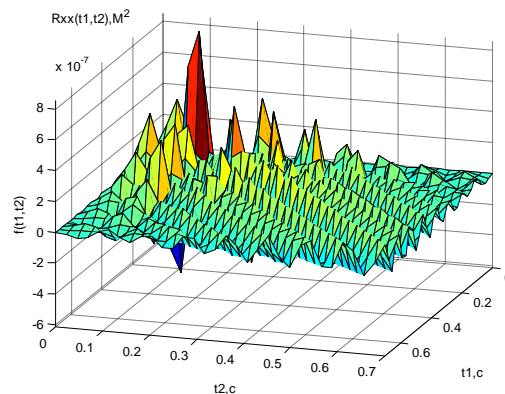


Рис. 6

Список литературы

1. Пупков К.А., Егунов Н.Д., Макаренков А.М. и др. Теория и компьютерные методы исследования стохастических систем. — М.: Физматлит, 2003. — 400 с.
2. Макаренков А.М. Учет влияния случайных параметров в проекционных моделях систем автоматического управления // Известия ТулГУ. Серия Вычислительная техника, информационные технологии, системы управления. Вып.3. Системы управления. Том.2. — Тула: Изд-во ТулГУ, 2006. — С.30-38.

АЛГОРИТМ КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА МАТРИЧНЫХ ОПЕРАТОРОВ

Окар Мин¹, Чжо Ту Аунг², Мельников Дмитрий Владимирович³

¹студент, Аспирантура; ²студент, Аспирантура; ³заведующий кафедрой, кандидат технических наук

e-mail: ¹okkamin49@gmail.com; ²kyawthuaung310@gmail.com;
³melnikov-dv@yandex.ru

В последнее время в теории автоматического управления для решения задач синтеза широкое распространение получили матричные методы расчета и проектирования систем управления. Аппарат матричных операторов хорошо зарекомендовал себя для решения практических задач управления для класса линейных стационарных и нестационарных систем [1]. Этот аппарат нашел развитие и на решение такой сложной задачи как синтез регуляторов автоматического управления в классе нелинейных систем [2, 3]. В этом случае, нелинейные элементы заменяется эквивалентными линейными элементами с переменными коэффициентами передачи, что эквивалентно матричным операторам умножения. Эту же идеологию можно применить и для решения задач вероятностного анализа. При статистической постановке нелинейный безынерционный элемент заменяется двумя матричными операторами: по математическому ожиданию и по случайной центрированной составляющей [3]. Такие представления нелинейных элементов и введение новых динамических характеристик (матричных операторов) позволяют значительно расширить область применения весьма популярного в инженерной практике аппарата структурных преобразований, поскольку все элементы (линейные и нелинейные) системы управления описываются матричными операторами, к которым применим аппарат структурных преобразований, идентичный аппарату передаточных функций. В работе предлагается еще один алгоритм статистического анализа нелинейных систем, ограниченный рамками корреляционной теории. Не снижая общности, рассмотрим алгоритм статистического анализа на примере системы представленной на следующем рисунке:

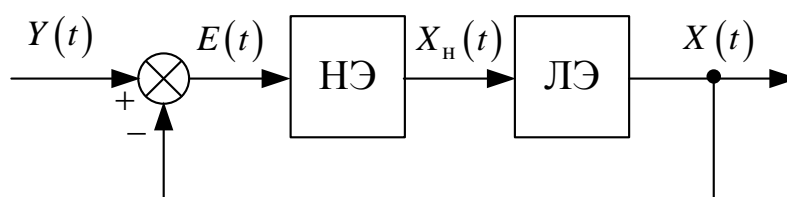


Рис. 1

где $Y(t)$ – случайный процесс с заданными математическим ожиданием $m_Y(t)$ и корреляционной функцией $R_{YY}(t_1, t_2)$; НЭ – нелинейный элемент, $X_H(t) = F(E(t))$, F – некоторый нелинейный оператор; ЛЭ – линейный элемент.

Требуется определить математическое ожидание $m_X(t)$ и корреляционную функцию $R_{XX}(t_1, t_2)$ выходного процесса.

Представим структурную схему системы в операторной форме:

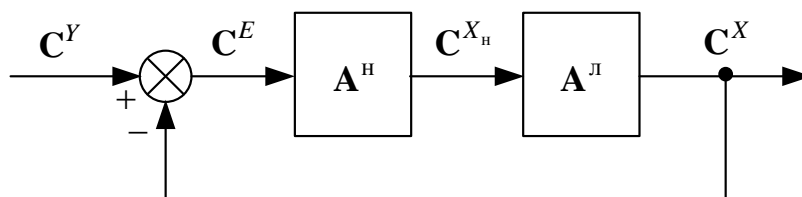


Рис. 2

где C^Y, C^E, C^{X_H}, C^X – спектральные характеристики соответствующих процессов, A^H, A^L – спектральные характеристики соответственно нелинейного и линейного элемента.

Для решения поставленной задачи предлагается следующий алгоритм:

1. Задаем начальное приближение матричного оператора нелинейного звена (в качестве начального приближения можно задать любой сигнал системы), например, $A_i^H = I$, где I – единичная матрица, $i = 0$.

2. Вычисление спектральной характеристики всей системы $A_c = (I + A^L A_i^H)^{-1} A^L A_i^H$.

3. Вычисление i -го приближения спектральных характеристик математического ожидания ($C_i^{m_X}$) и корреляционной функции ($C_i^{R_{XX}}$) выходного сигнала $C_i^{m_X} = A_c C^{m_Y}$, $C_i^{R_{XX}} = A_c C^{R_{YY}} A_c^T$.

4. Вычисление спектральных характеристик математического ожидания и корреляционной функции на входе нелинейного элемента $C^{m_E}, C^{R_{EE}}$.

5. Вычисление спектральных характеристик математического ожидания и корреляционной функции случайного процесса на выходе нелинейного элемента $C^{m_{X_H}}, C^{R_{X_H X_H}}$.

6. Вычисление спектральной характеристики нелинейного элемента A_i^H . Имеем следующие соотношения $C_i^{R_{X_H X_H}} = A_i^H C_i^{R_{EE}} (A_i^H)^T$.

Отсюда можно найти эквивалентный матричный оператор нелинейного элемента следующими способами 1) путем непосредственного решения системы нелинейных алгебраических уравнений 2) по следующей формуле

$$\mathbf{A}_i^H = \mathbf{Z}_0 \mathbf{U}_0^{-1}, \quad i = i + 1, \quad (1)$$

где $\mathbf{U}_0 \mathbf{U}_0^T = \mathbf{C}^{R_{EE}}$, $\mathbf{Z}_0 \mathbf{Z}_0^T = \mathbf{C}_i^{R_{X_n X_n}}$ (разложение Холецкого).

Статистически эквивалентный матричный нелинейного элемента \mathbf{A}_i^H можно вычислить и через взаимную корреляционную функцию $R_{X_n E}(t_1, t_2)$ случайного процесса на входе и выходе нелинейного звена, действительно

$$\mathbf{C}^{X_n} = \mathbf{A}_i^H \mathbf{C}^E,$$

$$M \left[\mathbf{C}^{X_n} (\mathbf{C}^E)^T \right] = M \left[\mathbf{A}_i^H \mathbf{C}^E (\mathbf{C}^E)^T \right],$$

$$\mathbf{C}^{R_{X_n E}} = \mathbf{A}_i^H \mathbf{C}^{R_{EE}},$$

$$\mathbf{A}_i^H = \mathbf{C}^{R_{X_n E}} (\mathbf{C}^{R_{EE}})^{-1}.$$

7. Проверка на степень близости спектральных характеристик $\mathbf{C}_{i-1}^{R_{XX}}$ и $\mathbf{C}_i^{R_{XX}}$

$$\left\| \mathbf{C}_{i-1}^{R_{XX}} - \mathbf{C}_i^{R_{XX}} \right\| < \varepsilon. \quad (2)$$

Если условие не выполняется то, переходим к пункту 2 алгоритма.

8. Восстановление математического ожидания и корреляционной функции по их спектральным характеристикам $\mathbf{C}_i^{m_x}$ $\mathbf{C}_i^{R_{XX}}$.

Наиболее важным является 5-й пункт алгоритма – вычисление спектральных характеристик $\mathbf{C}^{m_{X_n}}$, $\mathbf{C}^{R_{X_n X_n}}$ или $\mathbf{C}^{R_{X_n E}}$. Для этого можно воспользоваться методом, определяющим корреляционную функцию процесса на выходе нелинейного элемента в виде ряда по степеням нормированной корреляционной функции случайного входного сигнала [4]. Этот метод предполагает что, на входе нелинейного элемента случайный процесс распределен по нормальному закону. В том случае если закон распределения отличен от нормального можно предложить следующий способ расчета вероятностных характеристик на выходе нелинейного звена.

Представим случайный процесс $E(t)$ на входе нелинейного элемента в виде канонического представления

$$E(t) = m_E(t) + \sum_{i=1}^l V_i \Psi_i(t), \quad (3)$$

или в векторной форме

$$E(t) = m_E(t) + \Psi^T(t) \mathbf{V}.$$

где V_i – случайные некоррелированные величины, распределенные по нормальному закону с $m_{V_i} = 0$ и $D_{V_i} = 1$. $\Psi_i(t)$ – некоторые детерминированные функции, которые определяются по следующей зависимости

$$\Psi(t) = \mathbf{U}_0^T \mathbf{F}(t), \quad (4)$$

где \mathbf{U}_0^T – матрица, получаемая при разложении спектральной характеристики корреляционной функции по алгоритму Холецкого, т.е. $\mathbf{C}^{R_{EE}} = \mathbf{U}_0 \mathbf{U}_0^T$.

Пусть в каноническом представлении случайной функции имеется l случайных величин (V_1, V_2, \dots, V_l) . Их воздействия сформируем с помощью одной случайной величины и уравнений связи:

$$V_1 = a_{11} V_0$$

$$V_2 = a_{21} V_0 + a_{22} V_0^3$$

$$V_3 = a_{31} V_0 + a_{32} V_0^3 + a_{33} V_0^5$$

$$V_l = a_{l1} V_0 + a_{l2} V_0^3 + a_{l3} V_0^5 + \dots + a_{ll} V_0^{2l-1},$$

где V_0 – случайная величина, распределенная по нормальному закону с $m_{V_0} = 0$ и $D_{V_0} = 1$, или в матричной форме

$$\mathbf{V} = \mathbf{A} \mathbf{V}_0, \quad (5)$$

$$\text{где } \mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_l \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{l1} & a_{l2} & a_{l3} & \dots & a_{ll} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_0 = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_0^3 \\ V_0^5 \\ \vdots \\ V_0^{2l-1} \end{bmatrix}.$$

Случайные величины V_1, V_2, \dots, V_l – некоррелированные, распределены по нормальному закону с $m_{V_i} = 0$ и $D_{V_i} = 1$. Поэтому необходимо найти такую матрицу \mathbf{A} , чтобы выполнялись следующие условия:

$$1) m_{V_i} = 0, \quad 2) M(V_i V_j) = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases}. \quad (6)$$

Первое условие выполняется автоматически, т.к. нечетные моменты случайной величины распределенной по нормальному закону равны нулю.

Для выполнения второго условия потребуем, выполнения следующего равенства

$$M[\mathbf{V}\mathbf{V}^T] = M[\mathbf{A}\mathbf{V}_0(\mathbf{A}\mathbf{V}_0)^T] = \mathbf{I}, \quad (7)$$

отсюда имеем

$$M[\mathbf{A}\mathbf{V}_0\mathbf{V}_0^T\mathbf{A}^T] = \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}M[\mathbf{V}_0\mathbf{V}_0^T]\mathbf{A}^T = \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}\mathbf{M}\mathbf{A}^T = \mathbf{I},$$

где $\mathbf{M} = M[\mathbf{V}_0\mathbf{V}_0^T]$ – матрица четных моментов случайной величины

V_0 , \mathbf{I} – единичная матрица. Так как \mathbf{M} – симметричная и положительно-определенная, то ее можно представить в виде разложения Холецкого:

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_0\mathbf{M}_0^T,$$

Тогда имеем

$$\mathbf{A}\mathbf{M}_0\mathbf{M}_0^T\mathbf{A}^T = \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}\mathbf{M}_0(\mathbf{A}\mathbf{M}_0)^T = \mathbf{I} \cdot \mathbf{I},$$

или

$$\mathbf{A} = \mathbf{M}_0^{-1}.$$

Таким образом, каноническое разложение случайной функции можно представить в следующем виде (в рамках корреляционной теории)

$$E(t, V_0) = m_E(t) + \Psi^T(t)\mathbf{A}\mathbf{V}_0, \quad (8)$$

или в развернутом $\mathbf{C}_i^{R_{xx}}$ виде

$$E(t, V_0) = m_E(t) + a_{11}V_0\Psi_1 + (a_{21}V_0 + a_{22}V_0^3)\Psi_2 + (a_{31}V_0 + a_{32}V_0^3 + a_{33}V_0^5)\Psi_3 + \dots$$

Полученное разложение зависит всего от одной случайной величины с плотностью распределения $f(V_0) = \frac{1}{2\pi}e^{-0,5V_0^2}$. Тогда для расчета вероятностных характеристик на выходе нелинейного элемента можно воспользоваться следующими формулами:

$$m_{X_H}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F[E(t, V_0)] \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{V_0^2}{2}} dV_0,$$

$$R_{X_H X_H}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} [F[E(t_1, V_0)] - m_{X_H}(t_1)][F[E(t_2, V_0)] - m_{X_H}(t_2)] \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{V_0^2}{2}} dV_0,$$

$$R_{X_H E}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} [E(t_1, V_0) - m_E(t_1)][F[E(t_2, V_0)] - m_{X_H}(t_2)] \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{V_0^2}{2}} dV_0.$$

Рассмотренный алгоритм обеспечивает высокую точность получаемых результатов при статистическом исследовании (в рамках корреляционной теории) нелинейных нестационарных систем управления.

Список литературы

1. Нестационарные системы автоматического управления: анализ, синтез и оптимизация / Под. ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2007. – 632 с.
2. Мельников Д.В., Корнюшин Ю.П. ПРОЕКЦИОННО - МАТРИЧНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ. Наука и образование. 2006. Т. 2006. С. 232.
3. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2007. – 664 с.
4. Пупков К.А., Егупов Н.Д., Трофимов А.И. Методы теории автоматического управления. Учебное пособие/ Под ред. Н.Д. Егупова. М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 1998.— 562 с., ил.

АЛГОРИТМ ИССЛЕДОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА МАТРИЧНЫХ ОПЕРАТОРОВ И ТЕОРИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Чжо Ту Аунг¹, Окар Мин², Мельников Д.В.³

¹аспирант, аспирант; ²аспирант, аспирант; ³заведующий кафедрой «Электротехника», к.т.н., доцент

e-mail: ¹kyawthuaung310@gmail.com; ²okkamin49@gmail.com;
³melnikov-dv@yandex.ru

В работе предлагается алгоритм анализа систем автоматического со случайными параметрами на основе аппарата матричных операторов с применением теории чувствительности. Теория чувствительности позволяет не учитывать, если это возможно в рамках конкретной системы, вторые и более высокие степени параметров разложения случайных функций, а аппарат матричных операторов получить связь между спектральными характеристиками корреляционных функций случайных параметров и выходным сигналом системы.

Ключевые слова: алгоритм, стохастическая система, теория чувствительности, матричный оператор.

ALGORITHM RESEARCH OF LINEAR NONSTATIONARY SYSTEMS USING THE MACHINE OF MATRIX OPERATORS AND SENSITIVITY THEORY

Чжо Ту Аунг¹, Окар Мин², Мельников Д.В.³

¹аспирант, аспирант; ²аспирант, аспирант; ³заведующий кафедрой «Электротехника», к.т.н., доцент

e-mail: ¹kyawthuaung310@gmail.com; ²okkamin49@gmail.com;
³melnikov-dv@yandex.ru

In this paper propose an algorithm of automatic analysis systems with random parameters on the basis of matrix operators device by applying the sensitivity theory. Sensitivity theory doesn't allow consider if it is possible within the specific system framework, the second and maximum parameters of the random functions expansion and the matrix operators device to

get a relationship between the spectral characteristics of the random parameters correlation functions and output signal system.

Keywords: algorithm, stochastic system, sensitivity theory, matrix operator

Рассмотрим системы со случайными параметрами, описываемые математической моделью в форме линейного дифференциального уравнения n -го порядка со случайными коэффициентами

$$X^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t) X^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^m b_j(t) Y^{(j)}(t). \quad (1)$$

Все коэффициенты $a_i(t), b_j(t)$ в (1) полагаем случайными функциями времени. Внешнее воздействие $Y(t)$ будем считать стохастическим, описываемым случайной функцией с m -кратно дифференцируемыми реализациями. Не уменьшая общности, будем рассматривать уравнение (1) при нулевых начальных условиях $x^{(i)}(0) = 0, i = \overline{0, n-1}$.

Введем обозначения

$$\begin{aligned} M[a_i(t)] &= a_i^0(t), \quad a_i(t) - a_i^0(t) = \Delta a_i(t), \\ M[b_j(t)] &= b_j^0(t), \quad b_j(t) - b_j^0(t) = \Delta b_j(t). \end{aligned} \quad (2)$$

Заметим что составляющие $a_i^0(t), a_j^0(t)$ – детерминированные, а $\Delta a_i(t), \Delta b_j(t)$ – случайные функции с математическими ожиданиями, равными нулю.

Представим $\Delta a_i(t), \Delta b_j(t)$ в виде канонического разложения

$$\begin{aligned} \Delta a_i(t) &= \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \Psi_{ij}(t), \quad i = \overline{0, n-1}, \\ \Delta b_j(t) &= \sum_{i=1}^{l_j} V_{ji}^b \Psi_{ji}(t), \quad j = \overline{0, m}, \end{aligned} \quad (3)$$

где l_i, l_j – целые положительные числа; V_{ij}, V_{ji} – случайные величины, математические ожидания которых равны нулю, $\Psi_{ij}(t), \Psi_{ji}(t)$ – детерминированные функции.

Тогда (1) принимает вид

$$X^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \left(a_i^0(t) + \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \Psi_{ij}(t) \right) X^{(i)}(t) = F(t), \quad (4)$$

где $F(t) = \left(\sum_{j=0}^m b_j^0(t) + \sum_{i=1}^{l_j} V_{ji}^b \Psi_{ji}(t) \right) Y^{(j)}(t).$

Предположим, что все случайные величины V_{ij}^a , V_{ji}^b , независимы, области определения их возможных значений ограничены, что левая часть уравнения

$$x^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \left(a_i^0(t) + \sum_{j=1}^{l_i} v_{ij}^a \Psi_{ij}(t) \right) x^{(i)}(t) = f(t) \quad (5)$$

для любых возможных значений v_{ij}^a случайных величин V_{ij}^a и при любой реализации $f(t)$ случайной функции $F(t)$ разложима в $(l_1 + \dots + l_n)$ -мерном пространстве параметров v_{ij}^a в некоторой окрестности точки $(0, \dots, 0)$ в сходящийся ряд Тейлора по степеням этих значений. Тогда для значений параметров v_{ij}^a из этих окрестностей получим

$$\begin{aligned} & \frac{d^n x^0}{dt^n} + a_{n-1}^0(t) \frac{d^{n-1} x^0}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^0(t) x^0 + \\ & \sum_{j=1}^{l_{n-1}} v_{n-1j}^a \Psi_{n-1j}(t) \frac{d^{n-1} x^0}{dt^{n-1}} + \dots + \sum_{j=1}^{l_0} v_{0j}^a \Psi_{0j}(t) x^0 + \\ & + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{m_i} \frac{\partial}{\partial v_{ij}^a} \left[\frac{d^n \xi}{dt^n} + a_{n-1}^{(0)}(t) \frac{d^{n-1} x^0}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1}^0(t) \xi \right] \Big|_{v_{ij}^a=0} v_{ij}^a + R = f(t) \end{aligned} \quad (6)$$

где x^0 – решение уравнения

$$\frac{d^n x^0}{dt^n} + a_{n-1}^0(t) \frac{d^{n-1} x^0}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^0(t) x^0 = f(t) \quad (7)$$

при начальных условиях заданных для уравнения (1); $\xi = x - x^0$; R – сумма членов разложения, содержащих вторые и более высокие степени величин v_{ij}^a .

Для нахождения решения (7) воспользуемся методом матричных операторов. Для этого перейдем к интегральному уравнению

$$x^0(t) + \int_0^t k_x^0(t, \tau) x^0(\tau) d\tau = \int_0^t k_y(t, \tau) y(\tau) d\tau, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} k_x^0(t, \tau) &= \int_0^t \sum_{i=0}^{n-1} \frac{(-1)^i}{(n-1)!} \frac{d^i}{d\tau^i} \left[a_i^0(\tau) (t-\tau)^{n-1} \right] d\tau, \\ \int_0^t k_y(t, \tau) y(\tau) d\tau &= \int_0^t \sum_{j=0}^m \frac{(-1)^j}{(n-1)!} \frac{d^j}{d\tau^j} \left[b_j^0(\tau) (t-\tau)^{n-1} \right] y(\tau) d\tau + \\ &+ \sum_{j=0}^m \int_0^t \frac{(-1)^j}{(n-1)!} \frac{d^j}{d\tau^j} \left[\sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \Psi_{ji}(\tau) (t-\tau)^{n-1} \right] y(\tau) d\tau. \end{aligned}$$

Последние выражение представим в следующем виде

$$\int_0^t k_y(t, \tau) y(\tau) d\tau = \int_0^t k_y^0(t, \tau) y(\tau) d\tau + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \int_0^t k_{ji}^{\Delta b}(t, \tau) y(\tau) d\tau, \quad (9)$$

где

$$k_y^0(t, \tau) = \sum_{j=0}^m \frac{(-1)^j}{(n-1)!} \frac{d^j}{d\tau^j} \left[b_j^0(\tau) (t-\tau)^{n-1} \right]$$

$$k_{ji}^{\Delta b}(t, \tau) = \frac{(-1)^j}{(n-1)!} \frac{d^j}{d\tau^j} \left[\Psi_{ji}(\tau) (t-\tau)^{n-1} \right].$$

С учетом этого имеем

$$x^0(t) + \int_0^t k_x^0(t, \tau) x^0(\tau) d\tau = \int_0^t k_y^0(t, \tau) y(\tau) d\tau + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \int_0^t k_{ji}^{\Delta b}(t, \tau) y(\tau) d\tau. \quad (10)$$

Воспользуемся спектральным представлением сигналов

$$x^0(t) = \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{C}^{x^0}; \quad y(t) = \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{C}^y; \quad k_x^0(t, \tau) = \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}^x \mathbf{\Phi}(\tau);$$

$$k_y^0(t, \tau) = \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}^y \mathbf{\Phi}(\tau); \quad k_{ji}^{\Delta b}(t, \tau) = \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} \mathbf{\Phi}(\tau);$$

где $\mathbf{\Phi}(t) = \{\varphi_k(t) : k = 1, 2, \dots\}$ — ортонормированный базис в $L^2[0, T]$;

$$\mathbf{C}^{x^0} = \begin{bmatrix} c_1^{x^0} & c_2^{x^0} & \dots & c_l^{x^0} \end{bmatrix}^T, \quad c_i^{x^0} = \int_0^T x^0(t) \varphi_i(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, l, \dots;$$

$$\mathbf{C}^y = \begin{bmatrix} c_1^y & c_2^y & \dots & c_l^y \end{bmatrix}^T, \quad c_i^y = \int_0^T y(t) \varphi_i(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, l, \dots;$$

$$\mathbf{A}^x = \left[\int_0^T \int_0^t k_x^0(t, \tau) \varphi_i(t) \varphi_j(\tau) dt d\tau \right]_{i,j=1}^{\infty}; \quad \mathbf{A}^y = \left[\int_0^T \int_0^t k_0^y(t, \tau) \varphi_i(t) \varphi_j(\tau) dt d\tau \right]_{i,j=1}^{\infty}$$

$$\mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} = \left[\int_0^T \int_0^t k_{ji}^{\Delta b}(t, \tau) \varphi_i(t) \varphi_j(\tau) dt d\tau \right].$$

Тогда (10) можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} & \mathbf{\Phi}^T(\tau) \mathbf{C}^{x^0} + \int_0^T \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}^x \mathbf{\Phi}(\tau) \mathbf{\Phi}^T(\tau) \mathbf{C}^{x^0} d\tau = \\ & = \int_0^T \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}^y \mathbf{\Phi}(\tau) \mathbf{\Phi}^T(\tau) \mathbf{C}^y d\tau + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \int_0^t \mathbf{\Phi}^T(t) \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} \mathbf{\Phi}(\tau) \mathbf{C}^y d\tau \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \Phi^T(t) \mathbf{C}^{x^0} + \Phi^T(t) \mathbf{A}^x \int_0^T \Phi(\tau) \Phi^T(\tau) d\tau \mathbf{C}^{x^0} = \\ & = \Phi^T(t) \mathbf{A}^y \int_0^T \Phi(\tau) \Phi^T(\tau) d\tau \mathbf{C}^y + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \Phi^T(t) \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} \int_0^t \Phi(\tau) \Phi^T(\tau) d\tau \mathbf{C}^y. \end{aligned}$$

С учетом того, что $\int_0^T \Phi(\tau) \Phi^T(\tau) d\tau = \mathbf{I}$, получим

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^{x^0} + \mathbf{A}^x \mathbf{C}^{x^0} &= \mathbf{A}^y \mathbf{C}^y + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} \mathbf{C}^y, \\ \mathbf{C}^{x^0} &= (\mathbf{I} + \mathbf{A}^x)^{-1} \left[\mathbf{A}^y + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b} \right] \mathbf{C}^y, \\ \mathbf{C}^{x^0} &= \left(\mathbf{A}_1 + \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^{l_j} v_{ji}^b \mathbf{A}_{ji} \right) \mathbf{C}^y, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\mathbf{A}_1 = (\mathbf{I} + \mathbf{A}^x)^{-1} \mathbf{A}^y$, $\mathbf{A}_{ji} = (\mathbf{I} + \mathbf{A}^x)^{-1} \mathbf{A}_{ji}^{\Delta b}$.

Учитывая равенство (7), изменяя порядок дифференцирования по v_{ij}^a и t , пренебрегая суммой R (именно с этим пренебрежением связано понятие малости коэффициентов $\Delta a_i(t)$) и учитывая, что уравнение должно удовлетворяться при всех значениях v_{ij}^a получим следующую систему уравнений

$$\begin{aligned} \frac{d^n w_{ij}}{dt^n} + a_{n-1}^0(t) \frac{d^{n-1} w_{ij}}{dt^{n-1}} + \dots + a_0^0(t) w_{ij} &= -\psi_{ij}(t) \frac{d^{n-i} x^0}{dt^{n-i}}, \\ i &= \overline{0, n-1}, \quad j = \overline{1, l_i} \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь символами w_{ij} обозначены производные $\partial \xi / \partial v_{ij}^a$ в точке $v_{ij}^a = 0$ для всех i, j . Эти величины называются коэффициентами влияния (чувствительности) параметров v_{ij}^a .

Система (12) образует систему из $l_1 + \dots + l_{n-1}$ линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, каждое из которых можно интегрировать отдельно (начальные условия нулевые). Решения (12) найдем, как и решение (7), методом матричных операторов. Матричный аналог (12) будет иметь вид

$$\mathbf{C}^{w_{ij}} + \mathbf{A}^w \mathbf{C}^{w_{ij}} = \mathbf{A}_{ij}^{x^0} \mathbf{C}^{x^0}, \quad (13)$$

где

$$\mathbf{C}^{w_{ij}} = \left[c_1^{w_{ij}} \quad c_2^{w_{ij}} \quad \dots \quad c_l^{w_{ij}} \right]^T, \quad c_i^{w_{ij}} = \int_0^T w_{ij}(t) \varphi_i(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, l, \dots;$$

$$\mathbf{A}^w = \mathbf{A}^x; \quad \mathbf{A}_{ij}^{x^0} = \left[\int_0^T \int_0^t k_{ij}(t, \tau) \varphi_i(t) \varphi_j(\tau) dt d\tau \right]_{i,j=1}^{\infty},$$

$$k_{ij}(t, \tau) = \frac{(-1)^{n-i}}{(n-1)!} \frac{d^{n-i}}{d\tau^{n-i}} \left[-\psi_{ij}(\tau) (t - \tau)^{n-1} \right].$$

Тогда

$$\mathbf{C}^{w_{ij}} = \mathbf{A}_{ij}^0 \mathbf{C}^{x^0}, \quad (14)$$

$$\mathbf{A}_{ij}^0 = \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}^w \right)^{-1} \mathbf{A}_{ij}^{x^0}.$$

Согласно теории чувствительности приближенное решение уравнения (6) имеет вид

$$x(t) = x^0(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} v_{ij}^a w_{ij}(t) \triangleright. \quad (15)$$

Если рассматривать все значения случайных величин v_{ij}^a , и все реализации $f(t)$ случайной функции $F(t)$, то на основании уравнения (15) получим

$$X(t) = X^0(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a W_{ij}(t), \quad (16)$$

где $X^0(t)$ – случайная функция, описывающая выходную величину системы (7), $W_{ij}(t)$ – случайная функция, описывающая выход системы (12).

Спектральный аналог (16) имеет вид

$$\mathbf{C}^X = \mathbf{C}^{X^0} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{C}^{W_{ij}}. \quad (17)$$

Учитывая (14) имеем

$$\mathbf{C}^X = \mathbf{C}^{X^0} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{A}_{ij}^0 \mathbf{C}^{x^0};$$

$$\mathbf{C}^X = \left(\mathbf{I} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{A}_{ij}^0 \right) \mathbf{C}^{x^0};$$

$$\mathbf{C}^X = \left(\mathbf{I} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{A}_{ij}^0 \right) \left(\mathbf{A}_1 + \sum_{z=0}^m \sum_{r=1}^{l_z} V_{zr}^b \mathbf{A}_{zr} \right) \mathbf{C}^Y, \quad (18)$$

ИЛИ

$$\mathbf{C}^X = \mathbf{A}^{\text{сл}} \mathbf{C}^Y, \quad (19)$$

где

$$\mathbf{A}^{\text{сл}} = \left(\mathbf{I} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{A}_{ij}^0 \right) \left(\mathbf{A}_1 + \sum_{z=0}^m \sum_{r=1}^{l_z} V_{zr}^b \mathbf{A}_{zr} \right) \quad (20)$$

– матрица, имеющая случайные элементы, порожденные наличием случайных коэффициентов V_{ij}^a и V_{zr}^b канонических разложений коэффициентов дифференциального уравнения (1).

Применим к левой и правой частям уравнения (18) операцию математического ожидания. В силу отсутствия корреляции между входным воздействием $y(t)$ и коэффициентами V_{ij}^a, V_{zr}^b имеем

$$M[\mathbf{C}^X] = M \left[\left(\mathbf{I} + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{l_i} V_{ij}^a \mathbf{A}_{ij}^0 \right) \left(\mathbf{A}_1 + \sum_{z=0}^m \sum_{r=1}^{l_z} V_{zr}^b \mathbf{A}_{zr} \right) \right] M[\mathbf{C}^Y].$$

Учитывая, что случайные величины V_{ij}^a, V_{zr}^b имеют нулевые математические ожидания, получим

$$\mathbf{C}^{m_x} = \mathbf{A}_1 \mathbf{C}^{m_y},$$

$$m_x = \Phi^T(t) \mathbf{C}^{m_x}. \quad (21)$$

Для вычисления корреляционной функции выходного сигнала запишем (19) во временной области.

$$\Phi^T(t) \mathbf{C}^X = \Phi^T(t) \mathbf{A}^{\text{сл}} \mathbf{C}^Y;$$

или в развернутом виде

$$X(t) \approx \varphi_1(t) (a_{11}^{\text{сл}} + a_{21}^{\text{сл}} + \dots + a_{N1}^{\text{сл}}) c_1^y + \varphi_2(t) (a_{12}^{\text{сл}} + a_{22}^{\text{сл}} + \dots + a_{N2}^{\text{сл}}) c_2^y + \\ + \varphi_N(t) (a_{1N}^{\text{сл}} + a_{2N}^{\text{сл}} + \dots + a_{NN}^{\text{сл}}) c_N^y$$

$$X(t) \approx \sum_{i=1}^N \varphi_i(t) c_i^y \sum_{j=1}^N a_{ji}^{\text{сл}}. \quad (22)$$

Запишем (22) для момента времени t_1, t_2 и перемножим полученные зависимости:

$$X(t_1) \approx \sum_{i=1}^N \varphi_i(t_1) c_i^y \sum_{j=1}^N a_{ji}^{\text{сл}};$$

$$X(t_2) \approx \sum_{r=1}^N \varphi_r(t_2) c_r^y \sum_{z=1}^N a_{zr}^{\text{сл}};$$

$$X(t_1) X(t_2) = \sum_{i=1}^N \sum_{r=1}^N \varphi_i(t_1) \varphi_r(t_2) c_i^y c_r^y \sum_{j=1}^N \sum_{z=1}^N a_{ji}^{\text{сл}} a_{zr}^{\text{сл}}. \quad (23)$$

На последнее соотношение воздействуем оператором M :

$$M[X(t_1)X(t_2)] = M \left[\sum_{i=1}^N \sum_{r=1}^N \varphi_i(t_1) \varphi_r(t_2) c_i^y c_r^y \sum_{j=1}^N \sum_{z=1}^N a_{ji}^{cl} a_{zr}^{cl} \right];$$

$$M[X(t_1)X(t_2)] = \sum_{i=1}^N \sum_{r=1}^N \varphi_i(t_1) \varphi_r(t_2) M[c_i^y c_r^y] \sum_{j=1}^N \sum_{z=1}^N M[a_{ji}^{cl} a_{zr}^{cl}].$$

Окончательная зависимость запишется так

$$R_{XX}(t_1, t_2) = \sum_{i=1}^N \sum_{r=1}^N \varphi_i(t_1) \varphi_r(t_2) c_{ir}^{R_{YY}} \sum_{j=1}^N \sum_{z=1}^N R_{a_{ji}^{cl} a_{zr}^{cl}}, \quad (24)$$

где $c_{ir}^{R_{YY}}$ – коэффициенты разложения корреляционной функции $R_{YY}(t_1, t_2)$ входного сигнала $Y(t)$ в двойной ряд Фурье по ОНБ, $R_{a_{ji}^{cl} a_{zr}^{cl}}$ – корреляционные моменты, соответствующих случайных величин, они определяются дисперсиями коэффициентов канонических разложений функций $\Delta a_i(t)$ и $\Delta b_j(t)$ $i = 0, n-1, j = 0, m$.

При практическом применении необходимо учитывать факт выполнения справедливости пренебрежения величиной R в (6). Некоторые общие положения (но не алгоритм расчета) применения изложенного подхода рассмотрены в книге [1]. Использование метода матричных операторов позволило получить инженерный алгоритм анализа сложных нестационарных систем.

Пример. Пусть система со случайными параметрами описывается дифференциальным уравнением

$$X''(t) + a_1(t)X'(t) + a_0(t)X(t) = b_0Y(t),$$

где все коэффициенты являются случайными, и задаются своими математическими ожиданиями и дисперсиями:

$$m_{a_1}(t) = \frac{\sin(t)}{t+1} + 1,5; \quad D_{a_1} = 0,0001;$$

$$m_{a_0}(t) = \frac{\sin(2t)}{2t+1} + 3; \quad D_{a_0} = 0,0016;$$

$$m_{b_0} = 3; \quad D_{b_0} = 0,0004.$$

Начальные условия предполагаются нулевыми. На вход системы сигнал $Y(t) = 1(t)$ Требуется определить математическое ожидание $m_X(t)$, дисперсию $D_X(t)$ выходного сигнала $X(t)$ на интервале времени $t = 0 \dots 10$ с.

Преобразуем исходную систему к виду (4):

$$X''(t) + (a_1^0(t) + V_{11}^a)X'(t) + (a_0^0(t) + V_{01}^a)X(t) = (b_0^0(t) + V_{01}^b)Y(t),$$

где $a_1^0(t) = \frac{\sin(t)}{t+1} + 1,5$, $a_0^0(t) = \frac{\sin(t)}{2t+1} + 3$, $b_0^0(t) = 3$, $M[V_{11}^a] = M[V_{01}^a]$
 $= M[V_{01}^b] = 0$, $D[V_{11}^a] = 0,0001$, $D[V_{01}^a] = 0,0016$, $D[V_{01}^b] = 0,0004$.

В качестве базиса выбраны ортонормированные полиномы Лежандра. Результаты исследования приведены на рисунках.

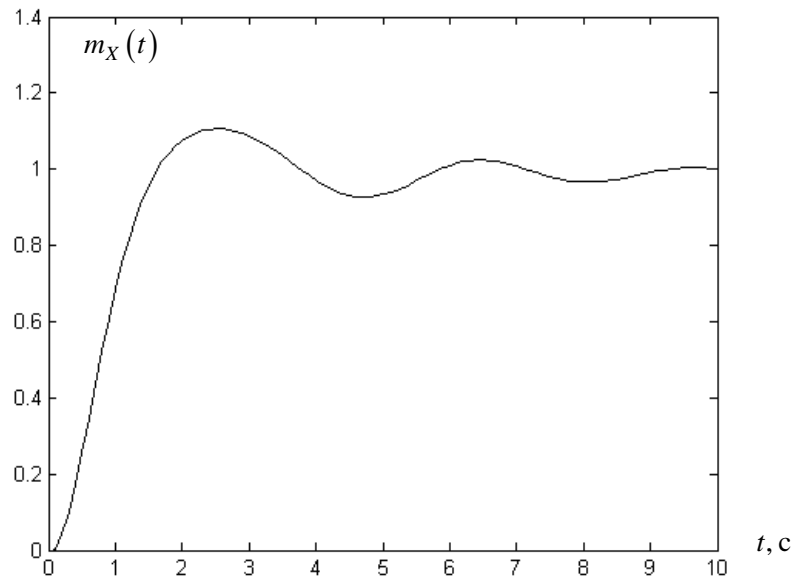


Рис. 1 Математическое ожидание выходного сигнала $X(t)$

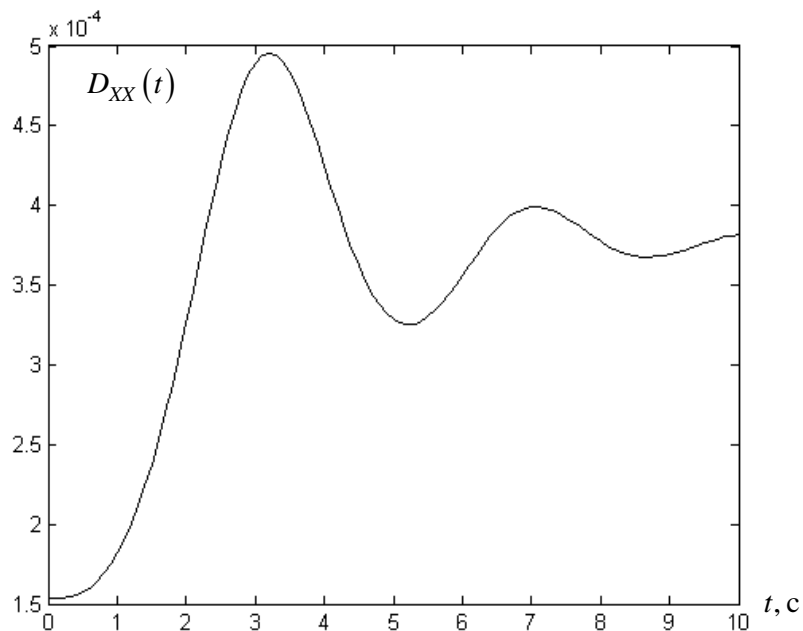


Рис. 2 Дисперсия выходного сигнала $X(t)$

Список литературы

1. Михайлов Ф.А., Теряев Е.Д., Булеков В.П., Саликов Л.М., Диканова Л.С. Динамика непрерывных систем с детерминированными и случайными параметрами. Изв-во «Наука», 1971 г.

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ПРОГРАММНЫХ УПРАВЛЕНИЙ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Тун Тун Чжо¹, Тин Эй Чжо², Макаренков А.М.³

¹Аспирант; ²Аспирант; ³Доцент, к.т.н

e-mail: ¹htaminnyaw@gmail.com; ²tinayekyaw87@gmail.com;

³amm2005@rambler.ru

В работе рассматривается проблема поиска оптимальных программных управлений для объектов управления со случайными параметрами, описываемых дифференциальными уравнениями n -го порядка с коэффициентами в виде случайных величин или случайных функций (класс стохастических систем).

Задача поиска оптимальных программных управлений рассматривается в следующей постановке. Предположим, что математическая модель стохастической системы задана. Требуется найти управляющее воздействие $u(t)$, которое при заданных начальных условиях вырабатывает на выходе системы сигнал $x(t)$ такой, что пара $(m_x^*(t), m_x(t))$ доставляет наименьшее значение функционалу

$$J(m_x^*(t), m_x(t)) = \int_{t_0}^{t_f} [m_x^*(t) - m_x(t)]^2 dt, \quad (1)$$

где $m_x(t)$ – математическое ожидание выходного сигнала стохастической системы; $m_x^*(t)$ – оптимальное (желаемое) математическое ожидание выходного сигнала.

Минимизация функционала (1) выполняется одним из численных методов с использованием особой формы представления математической модели объекта, ориентированной на эффективную вычислительную реализацию. С помощью этой модели вычисляется $m_x(t)$ в (1).

В качестве объекта управления рассматривается электрогидравлический следящий привод (ЭГСП), некоторые физические параметры которого являются случайными величинами. Это факт учитывается введением случайных коэффициентов в исходную математическую модель данного объекта.

Дифференциальное уравнение исходной модели ЭГСП, получаемое исключением переменных из системы дифференциальных уравнений, либо сворачиванием структурной схемы, имеет вид

$$\sum_{i=0}^7 a_i \left(d^i / dt^i \right) x = b_0 y; \quad a_n \equiv 1. \quad (2)$$

Сложность решения сформулированной задачи состоит в необходимости учета влияния случайных изменений параметров системы на ее выходной сигнал, поскольку коррелированность коэффициентов левой части уравнения (2) и выходного сигнала $x(t)$ приводит к появлению в выходном сигнале системы дополнительной регулярной составляющей, наличие которой следует учитывать при поиске оптимального программного управления. Для решения указанной проблемы в работе используется специальная форма представления математических моделей систем автоматического управления, основанная на использовании проекционных аппроксимаций и аппарата матричных операторов [1].

Проекционная аппроксимация модели (2) позволяет представить ее в форме, удобной для решения задачи статистического анализа методом аналитического усреднения случайного оператора системы [2]. Данная форма имеет вид

$$\mathbf{C}^x = (\bar{\mathbf{A}} + \Delta \mathbf{A}) \mathbf{C}^y + \mathbf{C}_0, \quad (3)$$

где \mathbf{C}^y , \mathbf{C}^x , \mathbf{C}_0 – вектор-столбцы проекционных характеристик входного сигнала системы, ее выходного сигнала и вектора начальных условий соответственно; $\bar{\mathbf{A}}$ – детерминированная матрица, определяемая через математические ожидания случайных коэффициентов исходной модели; $\Delta \mathbf{A}$ – случайная матрица, определяемая через их центрированные случайные составляющие. Выражения для данных матриц [2] приведены ниже:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1} \bar{\mathbf{A}}_y; \\ \Delta \mathbf{A} &= \mathbf{A}_{x0} \left(\sum_{v=1}^{\infty} (-1)^v (\mathbf{A}_x^{\Delta} \mathbf{A}_{x0})^v \bar{\mathbf{A}}_y + \sum_{v=0}^{\infty} (-1)^v (\mathbf{A}_x^{\Delta} \mathbf{A}_{x0})^v \mathbf{A}_y^{\Delta} \right), \quad (4) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}}_x &= \sum_{i=0}^{n-1} \bar{a}_i (\mathbf{P}^{n-i})^T; & \bar{\mathbf{A}}_y &= \sum_{j=0}^{k-1} \bar{b}_j (\mathbf{P}^{n-j})^T; & \mathbf{A}_{x0} &= (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1}; \\ \mathbf{A}_x^{\Delta} &= \sum_{i=0}^{n-1} \Delta a_i (\mathbf{P}^{n-i})^T; & \mathbf{A}_y^{\Delta} &= \sum_{j=0}^{k-1} \Delta b_j (\mathbf{P}^{n-j})^T. \end{aligned}$$

В приведенных выражениях \mathbf{P}^T – матричный оператор интегрирования, \mathbf{I} – единичная матрица.

При выводе вышеприведенных выражений предполагается представление случайных коэффициентов дифференциального уравнения, описывающего исходную непрерывную модель ЭГСП, в виде

$$a_i = \bar{a}_i + \Delta a_i, \quad i = \overline{0, n-1}, \quad b_j = \bar{b}_j + \Delta b_j, \quad j = \overline{0, k-1},$$

где \bar{a}_i и \bar{b}_j – средние значения (математические ожидания); Δa_i и Δb_j – случайные отклонения (центрированные случайные составляющие).

Процедура аналитического усреднения сводится к выражению стохастических моментов произвольных порядков случайных коэффициентов уравнений исходной модели через моменты первого и второго порядков, заданные для этих коэффициентов. В результате удастся определить проекционную характеристику математического ожидания выходного сигнала как

$$\mathbf{C}^{m_x} = \mathbf{M}[(\bar{\mathbf{A}} + \Delta \mathbf{A})] \mathbf{C}^y + \mathbf{C}_0 \quad (5)$$

В качестве аналога функционала (1) будем использовать функционал, определяемый через проекционные характеристики математических ожиданий $m_x^*(t)$ и $m_x(t)$ следующим образом:

$$J(c_1^y, c_2^y, c_3^y, \dots, c_p^y) = \left[\sum_{i=1}^p [c_i^\Delta(c_1^y, c_2^y, c_3^y, \dots, c_p^y)]^2 \right]^{1/2}, \quad (6)$$

где $c_i^\Delta(c_1^y, c_2^y, c_3^y, \dots, c_p^y)$ – элементы вектора

$$\mathbf{C}^\Delta(c_1^y, c_2^y, c_3^y, \dots, c_p^y) = \mathbf{C}^{m_x^*} - \mathbf{C}^{m_x}(c_1^y, c_2^y, c_3^y, \dots, c_p^y),$$

зависящего от элементов вектора проекционной характеристики синтезируемого управления \mathbf{C}^y , выступающих в качестве оптимизируемых параметров; p – число удерживаемых членов разложения по ортогональному базису. На практике можно ограничиться относительно небольшим числом искомым первых элементов вектора \mathbf{C}^y (оптимизируемых параметров), заменив оставшиеся нулями.

Рассмотрим пример применения описанного метода для синтеза программного управления ЭГСП со случайным коэффициентом электрической обратной связи по положению штока поршня гидроцилиндра. Математическая модель ЭГСП представлена в форме

$$x^8 + a_7 x^7 + a_6 x^6 + a_5 x^5 + a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x' + a_0 x = b_0 y \quad (7)$$

при следующих значениях коэффициентов
 $a_7=488.6553$; $a_6=4.1686e+5$; $a_5=9.3905e+7$; $a_4=9.3859e+9$;
 $a_3=1.2075e+12$; $a_2=5.0753e+13$; $a_1=1.6122e+15$; $b_0=1.7362e+17$.

При этом коэффициент a_0 является нормально распределенной случайной величиной, для которой заданы математическое ожидание $m_{a_0}=2.6203e+017$ и дисперсия $D_{a_0}=1.2011e+029$, что соответствует математическому ожиданию 0.1 и дисперсии 0.01 случайного коэффициента электрической обратной связи ЭГСП.

Начальные условия предполагаются нулевыми. Требуется синтезировать такой входной сигнал ЭГСП $y(t)$, чтобы математическое ожидание выходного сигнала $m_x^*(t)$ на выходе ЭГСП имело вид, представленный на рис. 1 непрерывной линией, либо как можно более близко приближалось к нему.

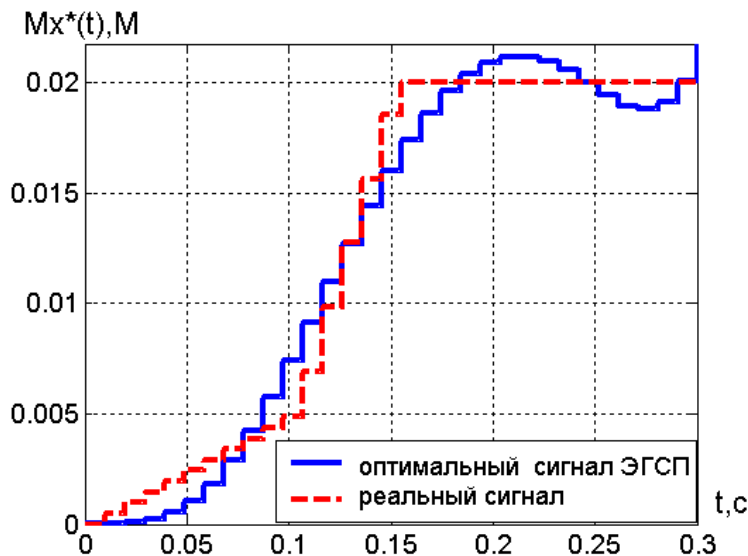


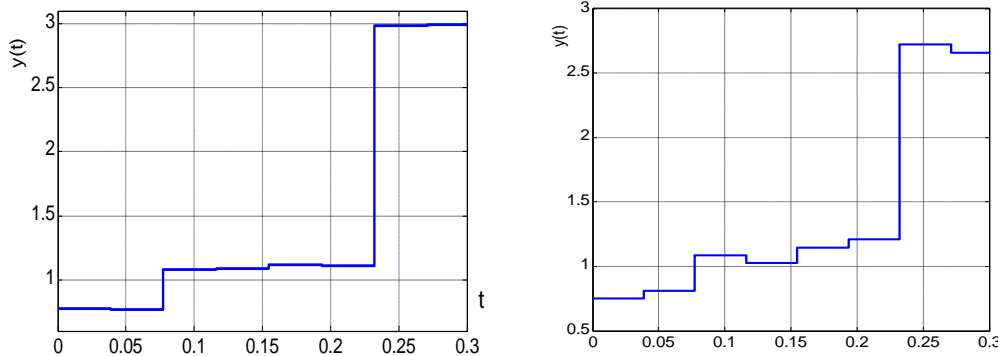
Рис. 1 Математическое ожидание желаемого и реального сигналов системы

В качестве параметров функционала (6) используем первые пять коэффициентов разложения функции $y(t)$ по базису функции Уолша. В этом же базисе выполняется проекционная аппроксимация исходной непрерывной модели (7). Количество членов матричного ряда (5) ограничено восемью.

Для минимизации функционала (6) использовалась функция *fminsearch* пакета MATLAB, реализующая метод прямого поиска Нелдера-Мида. После 826 итераций были найдены следующие значения коэффициентов разложения сигнала $y(t)$:

$$c_1=1.4896, \quad c_2=0.5597, \quad c_3=0.3911, \quad c_4=0.5476, \quad c_5=0.0043$$

Восстановленный сигнал $\tilde{y}(t)$ представлен на рис. 2а. Для сравнения на рис.2б представлено управление для системы с неслучайным коэффициентом электрической обратной связи, синтезированное для того же $m_x^*(t)$, т.е., фактически, для $x^*(t)$.



а) б)

Рис. 2 Синтезированное управление $\tilde{y}(t)$

Выходной сигнал системы для синтезированного управления $\tilde{y}(t)$ представлен на рис. 1 пунктирной линией.

Таким образом, в работе предложен простой алгоритм синтеза оптимальных программных управлений для систем со случайными параметрами, основанный на использовании аппарата проекционных аппроксимаций и метода математического программирования и обеспечивающий малое время вычислений за счет применения метода усреднения проекционных моделей вместо ресурсоемкого метода статистических испытаний.

Список литературы

1. Пупков К.А., Егунов Н.Д., Макаренков А.М. и др. Теория и компьютерные методы исследования стохастических систем. — М.: Физматлит, 2003. — 400 с.
2. Макаренков А.М. Учет влияния случайных параметров в проекционных моделях систем автоматического управления // Известия ТулГУ. Серия Вычислительная техника, информационные технологии, системы управления. Вып.3. Системы управления. Том.2. — Тула: Изд-во ТулГУ, 2006. — С.30-38.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ PID-РЕГУЛЯТОРОВ С УЧЕТОМ ИХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РАЗБРОСА

Тин Эй Чжо¹, Тун Тун Чжо², Макаренков А.М.³

¹Аспирант; ²Аспирант; ³Доцент, к.т.н

e-mail: ¹tinayekyaw87@gmail.com; ²htaminkyaw@gmail.com;
³amm2005@gmail.com

Разработка методов и алгоритмов автоматизированного проектирования сложных технических систем является одним из актуальных направлений развития современных средств информационной поддержки конструкторской деятельности. В большой степени это относится к проектированию современных систем автоматического управления, которые отличаются повышенной сложностью и высокими требованиями к точности и надежности. Проектирование таких систем принципиально невозможно без применения соответствующих методов, которые позволяют учитывать множество возмущающих факторов, в том числе возможность случайных изменений параметров системы.

В работе предлагается методика компенсации случайного технологического разброса параметров PID-регуляторов на этапе его расчета. Обычно при расчете PID-регуляторов такой разброс значений параметров не учитывают, то есть пренебрегают одним из случайных факторов, влияющих на качество разработки систем автоматического управления. Но если к точности системы управления предъявляются повышенные требования, влияние фактора случайности параметров PID-регуляторов должно быть учтено, поскольку случайность параметров элементов системы управления порождает дополнительную регулярную составляющую в математическом ожидании ее выходного сигнала. Эта известная особенность стохастических систем теоретически обусловлена корреляцией между случайными значениями коэффициентов дифференциального уравнения модели и его решением (выходным сигналом системы).

Задача оптимизации параметров регулятора формулируется следующим образом. Требуется определить оптимальные параметры PID-регулятора, обеспечивающие заданные динамические характеристики системы управления при условии, что параметры самого регулятора могут изменяться случайным образом относительно своих номинальных значений вследствие технологического разброса, обусловленного неизбежными погрешностями его изготовления и настройки.

Необходимость учета возможности случайных изменений параметров проектируемой системы управления ведет к принципиальному усложнению ее математической модели и переходу в класс стохастических систем. Одним из подходов к построению подобных моделей и решению типовых проектных задач для систем со случайными параметрами является исполь-

зование проекционных (спектральных) методов, основанных на конечномерной аппроксимации математической модели системы [1].

В [1] показано, что если требуется обеспечить заданное качество переходного процесса системы по математическому ожиданию выходного сигнала при ограничении на его дисперсию, то задача оптимизации параметров регулятора может быть сведена к минимизации функционала следующего вида

$$J(\mathbf{K}) = \sum_{i=1}^p [c_i^{m_{XЭ}} - c_i^{m_{XP}}(\mathbf{K})]^2, \quad (1)$$

где элементы $c_i^{m_{XP}}(\mathbf{K})$ вектора проекционной характеристики математического ожидания выходного сигнала $\mathbf{C}^{m_{XP}}(\mathbf{K})$ вычисляются с помощью компьютерной модели, описывающей объект и корректирующее устройство как систему со случайными параметрами; \mathbf{K} – вектор оптимизируемых параметров регулятора, который для PID-регулятора состоит из трех компонентов – k_P, k_I, k_D . Элементы $c_i^{m_{XЭ}}$ являются элементами вектора $\mathbf{C}^{m_{XЭ}}$ проекционной характеристики математического ожидания эталонного переходного процесса. Минимизация функционала (1) выполняется при ограничении

$$\max_{0 \leq t \leq T} D_X(t, \mathbf{K}) \leq D_{\max},$$

обеспечивающем допустимый уровень дисперсии выходного сигнала. Дисперсия $D_X(t, \mathbf{K})$ также вычисляется с помощью компьютерной модели стохастической системы.

Минимизацию функционала (1) можно выполнить методом прямого поиска Нелдера-Мида.

Компьютерная модель стохастической системы строится с использованием метода усреднения проекционных моделей [2], который позволяет записать выражение для вычисления матрицы $\mathbf{C}^{m_{XP}}(\mathbf{K})$ через математические ожидания и дисперсии коэффициентов модели регулятора, составляющих вектор \mathbf{K} , определяемый в результате минимизации функционала (1). Аналогично вычисляется матрица $\mathbf{C}^{D_{XP}}(\mathbf{K})$, по которой восстанавливаются дискретные отсчеты функции $D_X(t, \mathbf{K})$.

В качестве примера применения данного метода рассмотрим задачу оптимизации параметров PID-регулятора в составе системы управления, описываемой математической моделью вида

$$x'''(t) + a_2x''(t) + a_1x'(t) + a_0x(t) = b_2y''(t) + b_1y'(t) + b_0y(t), \quad (2)$$

которой соответствует структурная схема рис. 1.

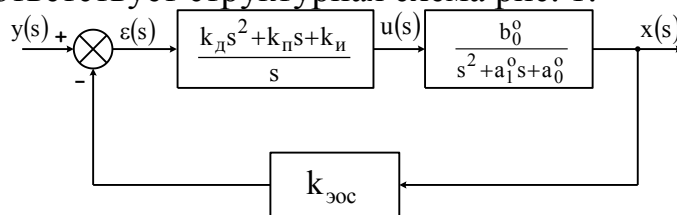


Рис. 1

Коэффициенты модели (2) определяются через параметры PID-регулятора следующим образом:

$$a_2 = a_1^o + k_{\text{ЭОС}} b_0^o k_D; \quad a_1 = a_0^o + k_{\text{ЭОС}} b_0^o k_{\text{П}}; \quad a_0 = k_{\text{ЭОС}} b_0^o k_{\text{И}};$$

$$b_2 = b_0^o k_D; \quad b_1 = b_0^o k_{\text{П}}; \quad b_0 = b_0^o k_{\text{И}}.$$

Требуемые динамические характеристики системы управления заданы функцией эталонного (желаемого) переходного процесса $x_{\text{Э}}(t) = 4 \cdot 10^{-3} (1 - e^{-20t})$, который должен иметь место при подаче на вход системы ступенчатого сигнала $y(t) = 5 \cdot 1(t)$.

Оптимизацию параметров $k_{\text{П}}, k_{\text{И}}, k_{\text{Д}}$ будем выполнять в следующем порядке. Сначала найдем значения данных параметров, обеспечивающие наилучшее приближение выходного сигнала системы к эталонному переходному процессу $x_{\text{Э}}(t)$ при условии, что их случайный технологический разброс отсутствует. Принимая за начальные значения $k_{\text{П}} = 1., k_{\text{И}} = 0., k_{\text{Д}} = 0.$, т.е. $\mathbf{K} = [1., 0., 0.]$, и принимая их дисперсии в усредненной проекционной модели (1) равными нулю, находим требуемые значения $k_{\text{П}} = 0.6158, k_{\text{И}} = 0.0005, k_{\text{Д}} = 0.0089$. При данных значениях параметров PID-регулятора переходный процесс имеет вид, представленный на рис. 2 (пунктирная линия – $x_{\text{Э}}(t)$, непрерывная линия – $x(t)$).

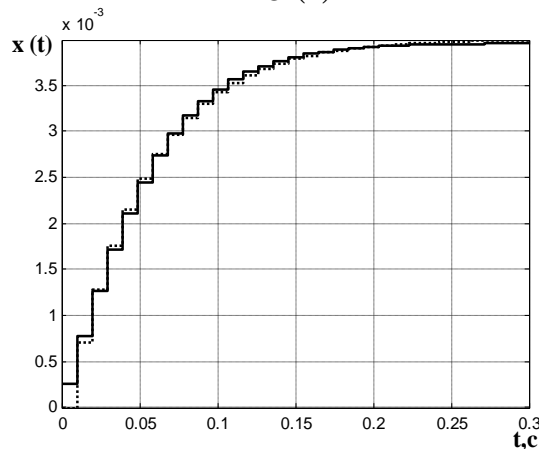


Рис. 2

Чтобы учесть влияние случайного технологического разброса параметров $k_{\text{П}}, k_{\text{И}}, k_{\text{Д}}$, положим, что они являются нормально распределенными случайными величинами, для которых определены математические ожидания $m_{k_{\text{П}}}, m_{k_{\text{И}}}, m_{k_{\text{Д}}}$ и дисперсии $D_{k_{\text{П}}}, D_{k_{\text{И}}}, D_{k_{\text{Д}}}$. При этом дисперсии характеризуют технологический разброс данных параметров относительно их номинальных значений. Примем следующие значения дисперсий параметров PID-регулятора: $D_{k_{\text{П}}} = 6 \cdot 10^{-3}, D_{k_{\text{И}}} = 5 \cdot 10^{-9}, D_{k_{\text{Д}}} = 4 \cdot 10^{-7}$. В качестве значений математических ожиданий параметров примем их но-

минальные значения, определенные на предыдущем шаге, т.е. $k_{II} = 0.0005$, $k_D = 0.0092$, $m_{k_D} = 0.0089$.

Вычисляя функционал (1) методом усреднения проекционных моделей и минимизируя его при начальных значениях $\mathbf{K} = [0.6158, 0.0005, 0.0089]$, находим следующие оптимальные значения параметров PID-регулятора $k_{II} = 0.6086$, $k_{II} = 0.0005$, $k_D = 0.0092$, которые фактически являются их математическими ожиданиями. Видно, что новые значения отличаются от найденных ранее. Таким образом, удалось скомпенсировать влияние случайного технологического разброса параметров PID-регулятора за счет небольшой коррекции их значений.

На рис. 3 представлен график переходного процесса до начала оптимизации параметров PID-регулятора с учетом их случайного разброса, на рис. 4 – после (обозначения графиков те же, что и на рис. 2).

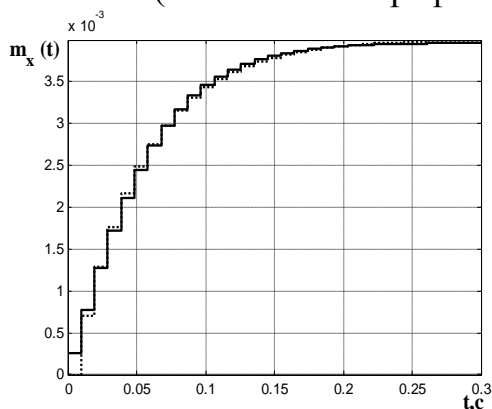


Рис. 3

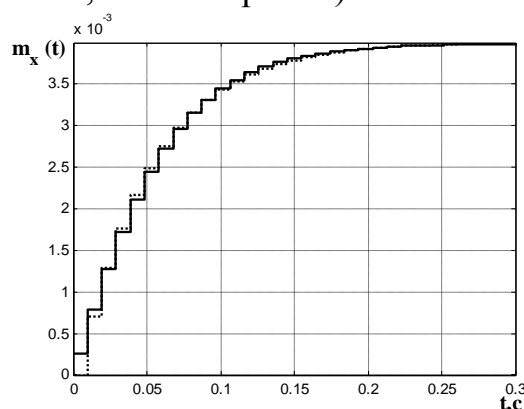


Рис. 4

Таким образом, предлагается метод оптимизации параметров последовательных корректирующих устройств систем автоматического управления, позволяющий учесть влияние случайного разброса параметров объекта управления. По сравнению с традиционным подходом к синтезу последовательных корректирующих устройств, предлагаемый метод обеспечивает лучшее качество регулирования и, как следствие, более высокую точность работы системы управления в целом.

Список литературы

1. Пупков К.А., Егунов Н.Д., Макаренков А.М. и др. Теория и компьютерные методы исследования стохастических систем. — М.: Физматлит, 2003. — 400 с.
2. Макаренков А.М. Учет влияния случайных параметров в проекционных моделях систем автоматического управления // Известия ТулГУ. Серия Вычислительная техника, информационные технологии, системы управления. Вып.3. Системы управления. Том.2. — Тула: Изд-во ТулГУ, 2006. — С.30-38.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Мьо Паинг Сат¹, Аунг Чжо Со², Мамедов Ф.Б.³, Макаренков А.М.⁴

¹-, Аспирант; ²-, Аспирант; ³-, Магистр; ⁴к.т.н, Доцент

e-mail: ¹myopaingsatt85@gmail.com; ²aungkyawsoe48@gmail.com;
³formybest.iw@gmail.com; ⁴amm2005@rambler.ru

Описан алгоритм статистического анализа систем со случайными параметрами, основанный на использовании проекционного метода, и его параллельная реализация на распределенной вычислительной системе, построенной по технологии Grid. Показано применение данного алгоритма для решения задачи статистического анализа электрогидравлического следящего привода.

Ключевые слова: Параллельные вычисления, математическая модель, стохастическая система, случайные параметры, проекционная модель, статистический анализ, спектральная характеристика, матричный оператор, Grid-система.

USING OF PARALLEL COMPUTATIONS AT MODELING OF STOCHASTIC SYSTEM

Myo Paing Satt¹, Aung Kyaw Soe², Mammadov F. B.³, Makarenkov A. M.⁴

¹-, Postgraduate; ²-, Postgraduate; ³-, Master; ⁴Candidate of science, Associate professor

e-mail: ¹myopaingsatt85@gmail.com; ²aungkyawsoe48@gmail.com;
³formybest.iw@gmail.com; ⁴amm2005@rambler.ru

The described algorithm of statistical analysis systems with random parameters, based on the projection method and its parallel implementation in a distributed computing system based on Grid technologies. Illustrates the

application of this algorithm for solving the problem of statistical analysis electro-hydraulic actuator.

Keywords: *Parallel computing, mathematical model, stochastic system, random parameters, projection model, statistical analysis, spectral characteristics, matrix operator, Grid system.*

Повышение требований к точности и надежности современных систем автоматического управления требует дополнительного учета ряда факторов случайного характера, действующих в реальных условиях эксплуатации. Влияние таких факторов может быть учтено введением случайных параметров в математическую модель системы, используемую на этапе ее разработки в качестве основы всех расчетных процедур.

В данной работе рассматривается вопрос построения и программной реализации стохастических моделей систем управления со случайными параметрами. В качестве математических моделей используются так называемые проекционные модели [1], получаемые в результате конечномерной аппроксимации исходных непрерывных моделей. Использование проекционных моделей позволяет реализовать метод статистического анализа, основанный на процедуре аналитического усреднения случайного оператора системы [2], что позволяет отказаться от медленного и ресурсоемкого метода статистических испытаний. Кроме того, известным преимуществом проекционных моделей является возможность их эффективной программной реализации благодаря матричной форме представления данных, обеспечивающей возможность параллельных вычислений.

Математическая модель стохастической системы задается в форме линейного дифференциального уравнения

$$x^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i x^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^{k-1} b_j y^{(j)}(t) \quad (1)$$

со случайными коэффициентами, представленными в виде

$$a_i = \bar{a}_i + \Delta a_i, \quad i = \overline{0, n-1}, \quad b_j = \bar{b}_j + \Delta b_j, \quad j = \overline{0, k-1}, \quad (2)$$

где \bar{a}_i и \bar{b}_j – номинальные значения (математические ожидания); Δa_i и Δb_j – случайные отклонения (центрированные случайные составляющие). Если коэффициенты в (1) являются случайными функциями времени, то они могут быть представлены в виде канонических разложений случайных процессов, то есть в виде коэффициентов канонического разложения, подобных (2).

Проекционная модель, соответствующая исходной модели (1), имеет форму матрично-операторного уравнение вида

$$\mathbf{C}^x = \mathbf{A}\mathbf{C}^y + \mathbf{C}_0, \quad (3)$$

которое связывает спектральные характеристики входного (\mathbf{C}^y) и выходного (\mathbf{C}^x) сигналов через спектральную характеристику системы \mathbf{A} . Спектральные характеристики указанных сигналов (функций времени) представляют собой вектор-столбцы коэффициентов их разложения по некоторому ортогональному базису $\Phi(t) = [\varphi_1(t), \dots, \varphi_p(t)]^T$. Вектор \mathbf{C}_0 учитывает начальное состояние системы.

Представление случайных коэффициентов в виде (2) позволяет записать выражение для спектральной характеристики \mathbf{A} в проекционной модели (3) следующим образом [3]:

$$\mathbf{A} = \bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A},$$

где $\bar{\mathbf{A}}$ – детерминированная матрица, определяемая через математические ожидания случайных коэффициентов исходной модели; $\Delta\mathbf{A}$ – случайная матрица, определяемая через их центрированные случайные составляющие.

Указанные матрицы определяются как

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1} \bar{\mathbf{A}}_y; \bar{\mathbf{A}}_x = \sum_{i=0}^{n-1} \bar{a}_i (\mathbf{P}^{n-i})^T, \bar{\mathbf{A}}_y = \sum_{j=0}^{k-1} \bar{b}_j (\mathbf{P}^{n-j})^T \\ \Delta\mathbf{A} &= \mathbf{A}_{x0} \left(\sum_{v=1}^N (-1)^v (\mathbf{A}_x^\Delta \mathbf{A}_{x0})^v \bar{\mathbf{A}}_y + \sum_{v=0}^N (-1)^v (\mathbf{A}_x^\Delta \mathbf{A}_{x0})^v \mathbf{A}_y^\Delta \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\mathbf{A}_{x0} = (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{A}}_x)^{-1}; \mathbf{A}_x^\Delta = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta a_i (\mathbf{P}^{n-i})^T, \mathbf{A}_y^\Delta = \sum_{j=0}^{k-1} \Delta b_j (\mathbf{P}^{n-j})^T,$$

\mathbf{P}^T – матричный оператор интегрирования; \mathbf{I} – единичная матрица.

Аналогично определяется вектор \mathbf{C}_0 :

$$\mathbf{C}_0 = \bar{\mathbf{C}}_0 + \Delta\mathbf{C}_0. \quad (5)$$

Усреднение проекционной модели (3) сводится к вычислению стохастических моментов случайных величин Δa_i и Δb_j по известным формулам [2], выражающим моменты произвольного порядка через математические ожидания и дисперсии. В результате получается усредненная проекционная модель, которая в явной операторной форме связывает статистические

(моментные) характеристики входного сигнала системы, ее случайных параметров и выходного сигнала:

$$\mathbf{C}^{m_x} = \mathbf{M}[\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A}] \mathbf{C}^{m_y} + \mathbf{C}^{m_0}, \quad \mathbf{C}^{m_0} = \mathbf{M}[\bar{\mathbf{C}}_0 + \Delta\mathbf{C}_0]; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^{R_{xx}} = & \mathbf{M} \left[(\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A}) \left(\mathbf{C}^{R_{yy}} + \mathbf{C}^{m_y} \left(\mathbf{C}^{m_y} \right)^T \right) (\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A})^T \right] + \\ & + \mathbf{C}^{m_0} \left(\mathbf{C}^{m_y} \right)^T \mathbf{M} \left[(\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A})^T \right] + \\ & + \mathbf{M}[\bar{\mathbf{A}} + \Delta\mathbf{A}] \mathbf{C}^{m_y} \left(\mathbf{C}^{m_0} \right)^T + \mathbf{C}^{R_{00}} + \mathbf{C}^{m_0} \left(\mathbf{C}^{m_0} \right)^T - \mathbf{C}^{m_x} \left(\mathbf{C}^{m_x} \right)^T \end{aligned} \quad (7)$$

Особенностью усредненных проекционных моделей стохастических систем является представление решений (6), (7) в виде матричных рядов (см. формулы (4), (5), определяющие $\Delta\mathbf{A}$ и $\Delta\mathbf{C}_0$ в выражениях для \mathbf{A} и \mathbf{C}_0). При практических расчетах число членов этих рядов может достигать нескольких тысяч, причем все они могут быть вычислены независимо друг от друга.

В качестве мультипроцессорной вычислительной платформы была выбрана Grid-система на базе локальной вычислительной сети. При этом осуществлялось группирование независимо вычисляемых членов и параллельное вычисление их групп на отдельных процессорах, то есть распараллеливание относительно крупных частей алгоритма и оформление их в виде подзадач, решаемых на отдельных компьютерах сети. Это позволяет с одной стороны обеспечить сбалансированную загрузку процессоров сетевых компьютеров, выбирая размер группы пропорционально вычислительной мощности и текущей загрузке каждого компьютера, а с другой – избежать перегрузки сети частыми передачами больших объемов данных.

В качестве примера использования параллельных вычислений при моделировании стохастических систем рассматривается программная реализация стохастической модели электрогидравлического следящего привода (ЭГСП) в классе систем со случайными параметрами. В качестве случайного параметра модели ЭГСП выступает коэффициент передачи цепи электрической обратной связи. Компьютерное моделирование позволяет оценить влияние фактора случайности указанного параметра на дисперсию величины перемещения штока гидроцилиндра в переходном режиме.

Линеаризованная математическая модель ЭГСП описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}
u_{\hat{a}\hat{o}}(t) &= k_{\hat{o}\hat{n}}(u(t) - k_{\hat{i}\hat{n}}y(t)), \\
L \frac{di(t)}{dt} + R_a i(t) &= u_{\hat{a}\hat{o}}(t), \\
J_{\hat{y}} \frac{d^2\varphi_{\hat{y}}(t)}{dt^2} + h_{\hat{y}} \frac{d\varphi_{\hat{y}}(t)}{dt} + k_{M\varphi} \varphi_{\hat{y}}(t) &= k_{Mi} i(t) - k_{\hat{i}\hat{n}} x(t), \\
k_{Q_o p_o} p_o(t) &= k_{Q_o \varphi} \varphi_o(t) - F_{\zeta} \frac{dx(t)}{dt}, \\
m_{\zeta} \frac{d^2x(t)}{dt^2} + h_{\zeta} \frac{dx(t)}{dt} + 2C_{\hat{a}\hat{i}} x(t) &= F_{\zeta} p_o(t), \\
\frac{V}{2E} \frac{dp(t)}{dt} + k_{Qp} p(t) &= k_{Qx} x(t) - F \frac{dY(t)}{dt}, \\
M \frac{d^2y(t)}{dt^2} + h \frac{dy(t)}{dt} + Cy(t) &= Fp(t),
\end{aligned} \tag{8}$$

где $u(t)$ – электрическое напряжение на входе ЭГСП (входной сигнал), $y(t)$ – перемещение поршня ГД (выходной сигнал ЭГСП); $u_{ex}(t)$ – напряжение на обмотке управления электромеханического преобразователя (ЭМП); $i(t)$ – ток в обмотке управления ЭМП; $\varphi_{\hat{y}}(t)$ – угол поворота якоря ЭМП и закреплённой на нём заслонки; $p_y(t)$ – перепад давления на торцах золотника ЭГУ; $x(t)$ – перемещение золотника ЭГУ; $p(t)$ – перепад давлений на поршне ГД.

Чтобы применить описанный выше метод усреднения проекционных моделей, необходимо привести исходную модель (8) к форме (1), которая для данного примера представляет собой линейное дифференциальное уравнение 8-го порядка с одним случайным коэффициентом a_0 , который выражается через случайный физический параметр модели, в качестве которого выступает случайный коэффициент электрической обратной связи $k_{\hat{i}\hat{n}}$.

Экспериментальная реализация описанного метода моделирования стохастических систем была выполнена на локальной сети персональных компьютеров одинаковой производительности с использованием возможностей параллельных вычислений, предоставляемых пакетами Parallel Computing Toolbox™ (DCT) и MATLAB® Distributed Computing Server™ (MDCE), входящие в комплект поставки системы автоматизации научных и инженерных расчетов MATLAB® фирмы MathWorks, Inc. [5].

При решении тестовых задач было достигнуто сокращение времени вычислений, по сравнению с вычислением на одиночном компьютере, в 1.6 раз для 2-х задействованных компьютеров, в 2.4 раза для 3-х, в 3.2 раза для 4-х и в 4.1 раза для 5-ти.

Таким образом, в работе предложен подход к моделированию систем со случайными параметрами, ориентированный на параллельную реализацию, который делает возможным решение многих практических задач расчета и проектирования сложных систем управления за короткое время на недорогой сетевой платформе.

Список литературы

1. *Латин С.В., Егунов Н.Д.* Теория матричных операторов и ее приложение к задачам автоматического управления. – М.: «Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана», 1997. – 496 с.
2. *Пупков К.А., Егунов Н.Д., Макаренков А.М.* и др. Теория и компьютерные методы исследования стохастических систем. – М.: «Физматлит», 2003. – 400 с.
3. *Макаренков А.М.* Учет влияния случайных параметров в проекционных моделях систем автоматического управления // Известия Тульского государственного университета. Серия Вычислительная техника, информационные технологии, системы управления. Вып.3. Системы управления. Том.2. – Тула: «Издательство ТулГУ», 2006. – С.30-38.
4. *Воеводин В.В., Воеводин Вл. В.* Параллельные вычисления. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002. – 608 с.
5. *Оленев Н.Н., Печенкин Р.В., Чернецов А.М.* Параллельное программирование в MATLAB – М.: ВЦ РАН, 2007. – 117 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЕЙВЛЕТОВ В АНАЛИЗЕ ДАННЫХ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОЛНОЙ ИНФОРМАЦИИ И НАЛИЧИИ БЕЛОГО ШУМА

Ларина Татьяна Вячеславовна¹

¹Студент

e-mail: ¹larinatv1991@gmail.com

Введение. Множество практических задач решается на основе информации об измеряемом объекте. При наличии полной информации процесс обработки, хранения и восстановления экспериментальных данных уже хорошо изучен. Иная ситуация может возникнуть, когда информация об изучаемом объекте содержит белый шум. Белый шум — стационарный шум, спектральные составляющие которого равномерно распределены по всему диапазону задействованных частот.[1] В данной работе белый шум получается затемнением фона, то есть снятием изображения в условиях плохой видимости: туман, темное время суток и т.д. В работе рассматривается именно такой случай в предположении, что для измеряемого объекта, содержащий белый шум, существует ограниченное число образцов (классов), к одному из которых он может принадлежать. В работе рассмотрению предлагается метод распознавания исследуемого объекта, основанный на использовании вейвлет-анализа экспериментальных данных.

Постановка задачи и методы решения. Предположим, что исходный сигнал, содержащий белый шум, может принадлежать к одному из классов K_1, K_2, \dots, K_n , образующих разбиение множества сигналов и имеются теоретические значения соответствующих функций $f^k(x_i, y_j), k = 1, \dots, n$ в точках (x_i, y_j) эталонных образцов каждого класса K_k .

Пусть $g(x_i, y_j)$ - измеренные значения экспериментального двумерного сигнала в тех же самых точках. На основе значений $g(x_i, y_j)$ требуется определить, к какому классу принадлежит измеряемый сигнал.

Для принятия решения необходимо отфильтровать исходный сигнал.

В качестве фильтра используется вейвлет – преобразование, а именно вейвлет Добеши.

В результате разложения двумерного сигнала по базисным функциям, получаем наборы коэффициентов, соответствующих различным уровням детализации.

Соответствующие коэффициенты принято называть следующим образом:

Аппроксимирующие коэффициенты cA_j получаются как коэффициенты разложения по вейвлет-базису $\varphi_{j,n}(x) \varphi_{j,m}(y)$.

Горизонтальные детализирующие коэффициенты cH_j получаются как коэффициенты разложения по вейвлет-базису $\varphi_{j,n}(x) \psi_{j,m}(y)$.

Вертикальные детализирующие коэффициенты cV_j получаются как коэффициенты разложения по вейвлет-базису $\psi_{j,n}(x) \varphi_{j,m}(y)$.

Диагональные детализирующие коэффициенты cD_j получаются как коэффициенты разложения по вейвлет-базису $\psi_{j,n}(x) \psi_{j,m}(y)$. [2]

Практически выходной сигнал задается матрицей S . При разложении этого сигнала получают указанные выше четыре типа коэффициентов. Схему разложения можно изобразить в виде $S \rightarrow (cA_1, cH_1, cV_1, cD_1) \rightarrow (cA_2, cH_2, cV_2, cD_2, cH_1, cV_1, cD_1) \rightarrow \dots$

Реализация процедуры двумерного многоуровневого дискретного разложения данных, заданных матрицей, по базису вейвлет-функций. При этом функция возвращает матрицу $dec = [saj, shj, svj, sdj, shj-1, svj-1, sdj-1, \dots, sh1, sv1, sd1]$, содержащую коэффициенты sa аппроксимации и sh, sv, sd детализации горизонтального, вертикального и диагонального разложения соответственно, а также матрицу $struct$, каждый из элементов которой определяет соответствующую ему размерность матриц разложения на уровнях N . [3]

Так как шумовая составляющая, содержится во всех коэффициентах, то необходимо для удаления шума установить пороговое значение 10% от максимальной амплитуды матрицы, содержащей вейвлет-коэффициенты. Все коэффициенты, меньшие этого порогового значения, обнулятся, после чего

реализуется процедура многоуровневого дискретного восстановления данных с использованием матрицы $dec = [saj, shj, svj, sdj, shj-1, svj-1, sdj-1, \dots, sh1, sv1, sd1]$, содержащей коэффициенты sa аппроксимации и sh, sv, sd детализации горизонтального, вертикального и диагонального разложения соответственно, после изменения.

Результаты. В качестве примера работы алгоритма было рассмотрено распознавание букв кириллического алфавита, встречающихся на государственных регистрационных знаках автомобиля.

В качестве сигнала $g(x,y)$ было взято изображение буквы А с белым шумом и при наличие неполной информации (рис. 1).

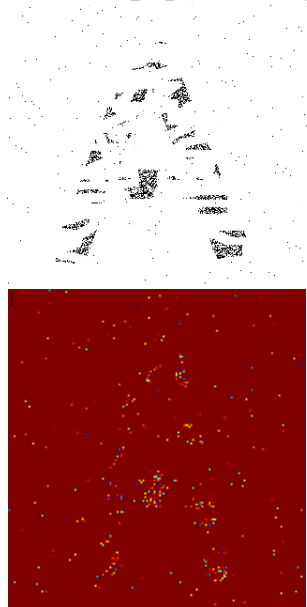


Рис. 1

На (рис. 2).представлено изображение после фильтрации.

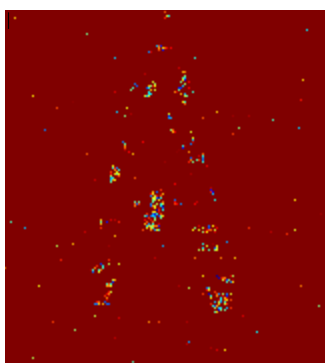


Рис. 2

В качестве классов принадлежности взяты буквы А, В, Е, К, М, Н, О, Р, С, Т, У, Х.

В эксперименте исследуемыми сигналами были все буквы, встречаемые на государственных регистрационных знаках, но представлены наиболее различные и схожие буквы.

Сравнительный анализ распознавания экспериментального сигнала

Буква	l_2 -норма
А	98444
М	111200
С	103780
Х	103440

Легко заметить, что наименьшая значение l_2 -нормы получается при сравнении буквы А с частично удалённой информацией именно с буквой А.

Обсуждение. В данной работе предлагается метод распознавания сигналов различной природы при отсутствии полной информации и наличием белого шума. Наличие белого шума в измеряемом объекте приводит к ухудшению изображения в тех же самых рамках, не нарушая границ изображения.

Можно сделать вывод, что во многих случаях независимо от помех в измерениях, по коэффициентам вейвлет-разложения можно определить, к какому классу (какой букве) он относится. Данный метод может быть применен при обработке видеосигналов, полученных с регистрирующих устройств в условиях недостаточной видимости или при низком разрешении видеокамеры. Описанный выше метод распознавания сигналов не требует проведения сложных вычислений, и может применяться при решении практических задач .

Список литературы

1. *Смоленцев Н.К.* Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. — М.: ДМК Пресс, 2005. — 304 с.
2. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2006. — 751 с.
3. *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. — 440 с.

ОБЗОР ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С НЕПОДВИЖНЫХ НОСИТЕЛЕЙ БИСТАТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИК.

Тамонов Дмитрий Викторович¹, Калинин Анитолий Анатольевич², Масюк Владимир Михайлович³

¹студент; ²с.н.с. ИРЭ РАН им. Котельникова, к.ф.-м.н.; ³доцент, к.ф.-м.н.

e-mail: ¹genius-alfa@mail.ru; ²kalinkevich@newmail.ru;
³masyuk77@mail.ru

Рассматриваются особенности наблюдения воздушного пространства, обзора морской поверхности и поверхности земли при создании макета многопозиционной (двухпозиционной) стационарной системы РЛС.

Ключевые слова: радиолокационные комплексы, разрешающая способность, выделение сигнала

FORECASTING OF THE FEATURES OF THE RADAR SYSTEM CONSISTING OF TWO SAMPLES, INTENDED FOR THE OBSERVATION OF SURFACES OF THE LAND FROM STATIONARY RADAR STATIONS

Tamonov Dmitrii Viktorovich¹, Kalinkevich Anatolii Anatolievich², Masyuk Vladimir Mihailovich³

¹Student; ²Senior Researcher IRE RAS Kotelnikovs, k.ph.-m. s.; ³Docent, k.ph.-m. s.

e-mail: ¹genius-alfa@mail.ru; ²kalinkevich@newmail.ru;
³masyuk77@mail.ru

The problem to develop the radar system consisting of several samples for the observation of the air space of the review to sea surface and surfaces of the land is considered.

Keywords: radar complexes, resolution, signal selection

Актуальность задачи. Рассмотрение, как правило, ведется для решения задач по обнаружению объектов в воздушном пространстве или отдельных отражающих целях. Организация работы многоканальных радиолокационных бистатических комплексов с пространственным разнесением каналов (МПРЛС, ММО) подробно рассмотрена в [1,2]. Для некоторых областей применения РЛС, например, таких как системы дистанционного зондирования земли, прием отраженного сигнала от некоторого элемента поверхности земли является главной задачей. Вобщем случае для радиолокации, предназначенной для обзора Земной поверхности характерными применениями является как обнаружение отдельных целей, так и построение карт отражательной способности с некоторой разрешающей способностью. Разрешающая способность в азимутальной плоскости, исключая РСА комплексы, в первую очередь зависит от размеров апертуры антенны, а разрешение по дальности определяется полосой частот радиолокационных сигналов ΔF . В [1] отмечается, что полоса частот ΔF также может влиять на азимутальное разрешение в системах ММО. Представленный доклад касается вопросов возможности создания двухпозиционной РЛС для непрерывного обзора выбранного участка подстилающей поверхности с неподвижных носителей.. Рассмотрение ведется в предположении, что используются ШП или СШП сигналы.

Принцип работы. Предположим, что имеются две антенны, имеющие узкие веерообразные диаграммы А и В. Выходной сигнал будет соответствовать излучению, принятому их общей частью О, что соответствует узкой диаграмме карандашного типа. Если имеется цель в этой области, то она обнаруживается. При качании антенн появляется зона обзора. Однако, если в зоны веерообразных диаграмм А и В попадают несколько целей, то ситуация меняется – возможны ошибки в правильном определении координат цели. При обзоре же земной поверхности ситуация в корне меняется. Так как принимаемые сигналы определяются площадями облучения, то после суммирования, перемножения выделение сигнала, соответствующего общей части О представляет серьезную проблему.

Пусть в точках О1 и О2 расположены две радиолокационные станции работающие в импульсном режиме с длительностью импульса τ и имеющие широкие диаграммы направленности (ДНА). Одна из РЛС работает в режиме прием-передача, другая только на прием. По поверхности будет распространяться «кольцо» с площадью S1 от приемо-передающей станции, расположенной в т. О1, отражение от которого определяет принимаемый сигнал U1. Сигнал V1, который будет принимать РЛС, расположенная в т. О2, соответствует другой площади поверхности S2. Сигналы от

различных участков площадей S_1 , S_2 случайны и независимы между собой, за исключением общей части (рис.1).

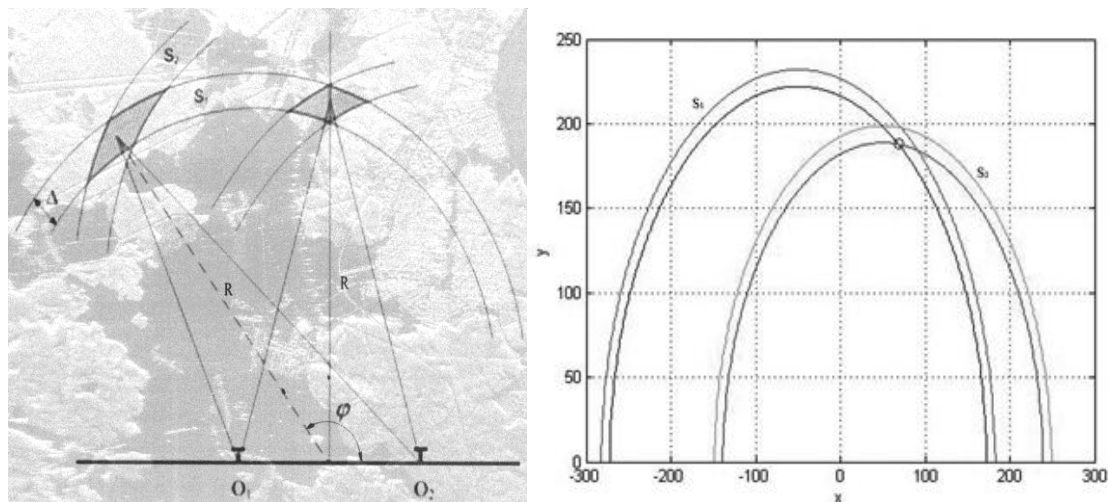


Рис. 1

Предполагается, что работа двух РЛС жестко синхронизирована, а регистрация принимаемых сигналов осуществляется в цифровом виде. Принимаемый сигнал $U_1(t)$ определяется распространяющимся по поверхности кольцом S_1 , в то время, как сигнал $V_1(t)$ - распространяющимся по поверхности эллипсом S_2 . Время излучения импульсов радиолокационных станций конструируется с учетом постоянных задержек, таким образом, что пересечение импульсов излучения происходит в области S , размер которой соответствует разрешающей способности ΔS . В соответствии с цифровым приемом изменение времени излучения и приема импульсов осуществляется простым смещением гребенок сигналов относительно друг друга. Это позволяет осуществить сканирование по пространству. Режимы работы этих станций могут поочередно меняться. При изменении функций работы этих двух РЛС области облучения поверхности, за исключением S , меняются, $U_1 \neq U_2$, $V_1 \neq V_2$, т.е. сигналы не являются взаимнообратимыми.

Исследования.

1. Разрешающая способность двухпозиционной импульсной РЛС.

Рассмотрим вопрос пространственного разрешения при пересечении двух колец S_1 и S_2 .

Расчеты зависимости разрешающей способности δx и δy в зависимости от угла φ при различных расстояниях между антеннами D и Δ представлены на рис. 2. Как и следовало ожидать, длительность импульса,

расстояние между антеннами влияет на разрешающую способность по азимуту. Представленные зависимости показывают, что при азимутальных углах приближающихся к значениям 0 и 180 разрешение δy резко возрастает. Приемлемыми углами наблюдения являются углы $50^0 \leq \varphi \leq 130^0$.

2. Выделение сигнала, соответствующего общей части О. Сигналы U и V в каждый момент времени соответствуют отражениям от площадей S1 и S2, в каждой из которых находится много точек отражения, наша же цель выделить сигналы, соответствующие только площади пересечения. Конечно, при суммировании, перемножении сигналов роль общего элемента по сравнению с другими областями несколько выделяется, но на фоне других элементов отражения роль может оказаться крайне малой. Выделение сигнала, соответствующего общей части О представляет серьезную проблему. Мы видим решение этой проблемы следующим образом.

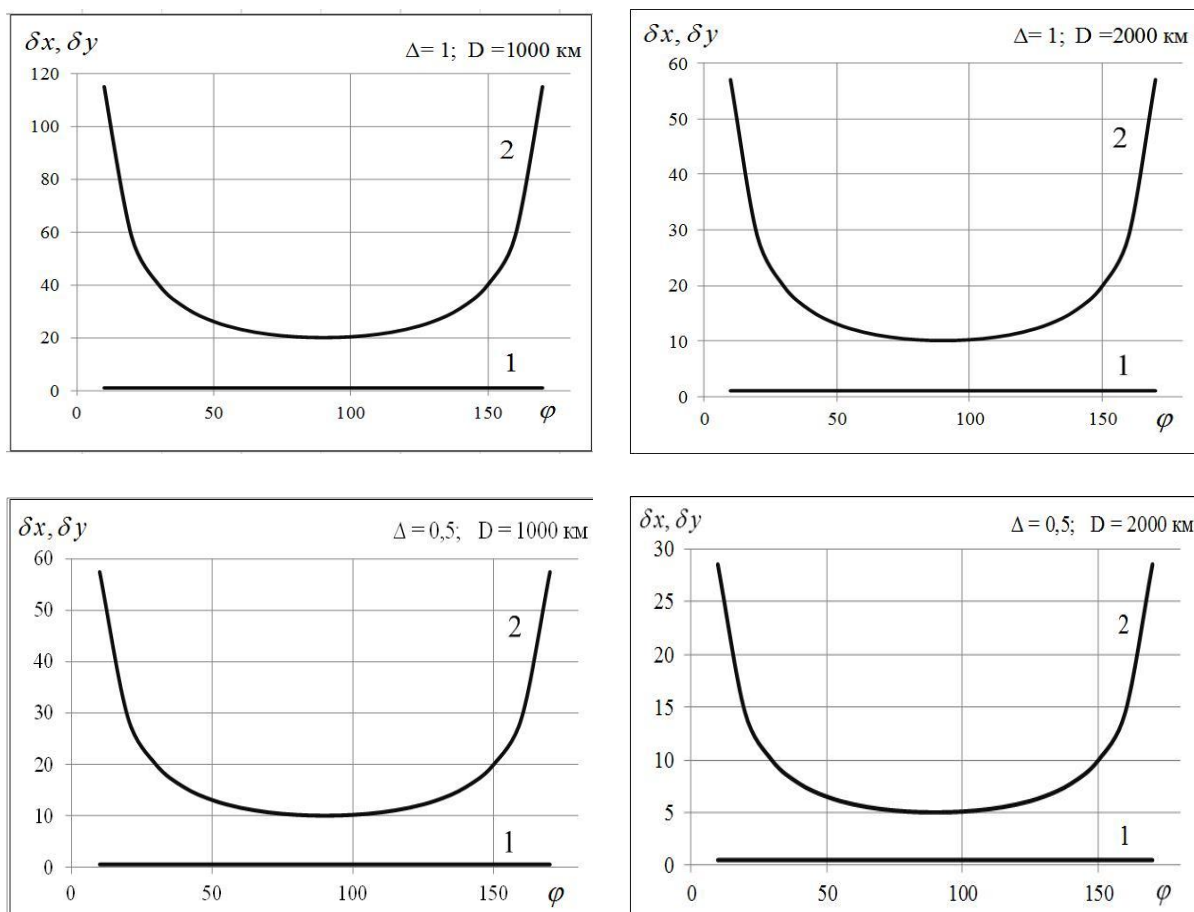
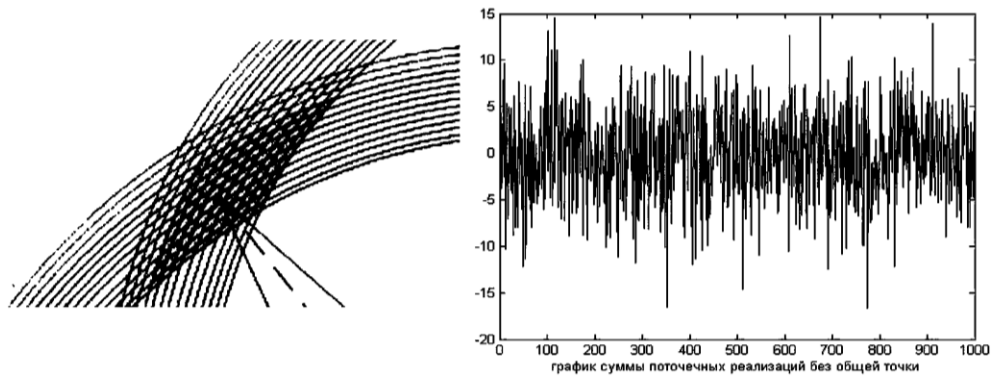
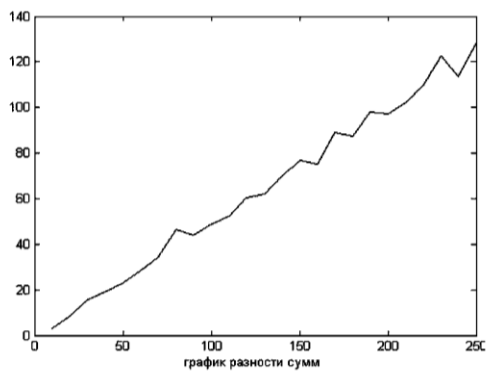


Рис.2

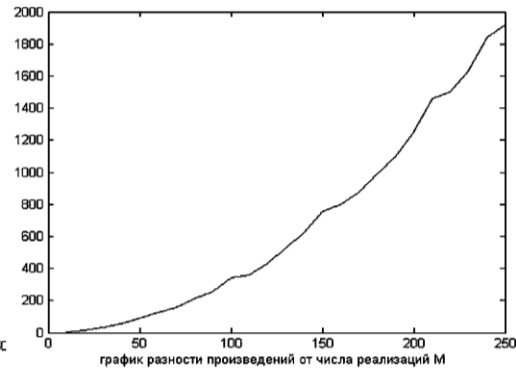


а1

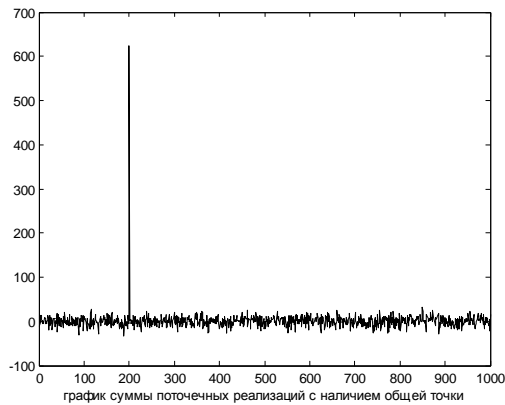
б1



б2



б3



б4

Рис.3.

Рассмотрение велось при условии, что использовалась длительность импульса τ , которая определяла разрешающую способность. Представим, что мы используем более короткий зондирующий импульс $\tau_0 \ll \tau$. Тогда каждое кольцо разобьется на

$$Z = \tau \tau_0^{-1} \tag{1}$$

частей, а общая часть O на

$$N = \tau^2 \tau_0^{-2} \tag{2}$$

элементов с площадью S_0 . сумма сигналов двух пересекающихся колец можно представить следующим видом

$$u_j = \sum_1^{K_0-3} u_i^j + A_j, \quad v_j = \sum_1^{K_0-3} v_i^j + A_j \quad (3)$$

где j – определяет пару пересекающихся колец.

Так как u_i и v_j взаимно независимые величины, то корреляция в (3) будет определяться усреднением суммы попарно близлежащих независимых колец.

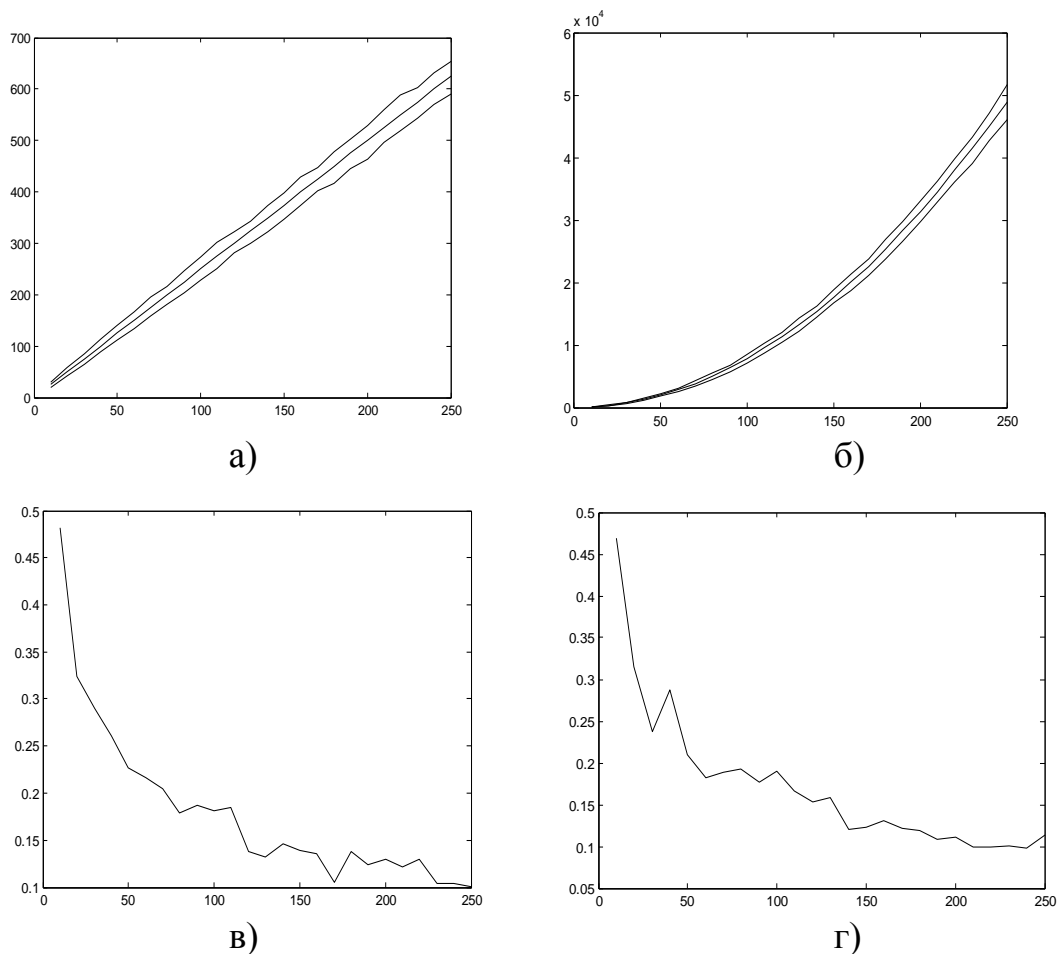


Рис. 4.

В случае $\delta x = 20$ м и использования $\tau_0 = 10^{-9}$ сек результаты обработки приведены на рис. 3б. Для моделирования было сделано предположение, что сигналы, отраженные от поверхностей S_1 и S_2 , имеют равномерное распределение. При этом возникает возможность определить корреляционную функцию (рис. 3б) обработки сигналов по N реализациям. Предварительное математическое моделирование показало, что имеется пред-

посылка выделения сигнала, соответствующей общей части O пересечения колец $S1$ и $S2$ (рис. 3а.).

Не смотря на то, что математическое моделирование выполнено и получены предварительные обнадеживающиеся результаты, на данный момент реализации такого метода радиолокации требует дополнительных исследований.

Выводы. Первые попытки моделирования процесса выделения сигнала, соответствующего общей площади двух перекрывающихся колец дал обнадеживающиеся результаты. На рис. 4 представлены средние значения результатов и их отклонения при разности сумм и разности произведений. Также наблюдается уменьшение пронормированной дисперсии. Основная трудность заключается в моделировании сигналов, отраженных от разнородных площадей $S1$ и $S2$. Приведенные результаты являются предварительными и служат скорее отправной точкой для дальнейших исследований, чем материалом для окончательных выводов.

Список литературы

1. В.В. Чапурский. Мультипликативная обработка сигналов с подавлением отражений от местных предметов в задачах сверхширокополосной ММО-локации, Успехи современной радиоэлектроники, 1-2, 2009, стр. 114-122.
2. В.С. Черняк. О новых и старых идеях в радиолокации: ММО РЛС. Успехи современной радиоэлектроники 2, 2011, стр. 5-20.
3. Д. В. Тамонов. Улучшение выделения сигнала с помощью нескольких антенн. Научно-технические технологии в приборостроении и развитии инновационной деятельности в вузе: Материалы региональной научно-технической конференции 16-18 апреля 2013г. Т.1. – М.: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2013. – 334 с.

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫНУЖДЕННЫМИ КОЛЕБАНИЯМИ МОТОР-МАЯТНИКА

Кузнецов Д.В.¹, Пчелкин О.П.²

¹студент; ²магистр

e-mail: ¹kuzdim91@gmail.com; ²franticbee666@gmail.com

Введение. Мотор-маятник представляет собой лабораторную установку, структурную схему которой можно представить следующим образом (Рис.1):

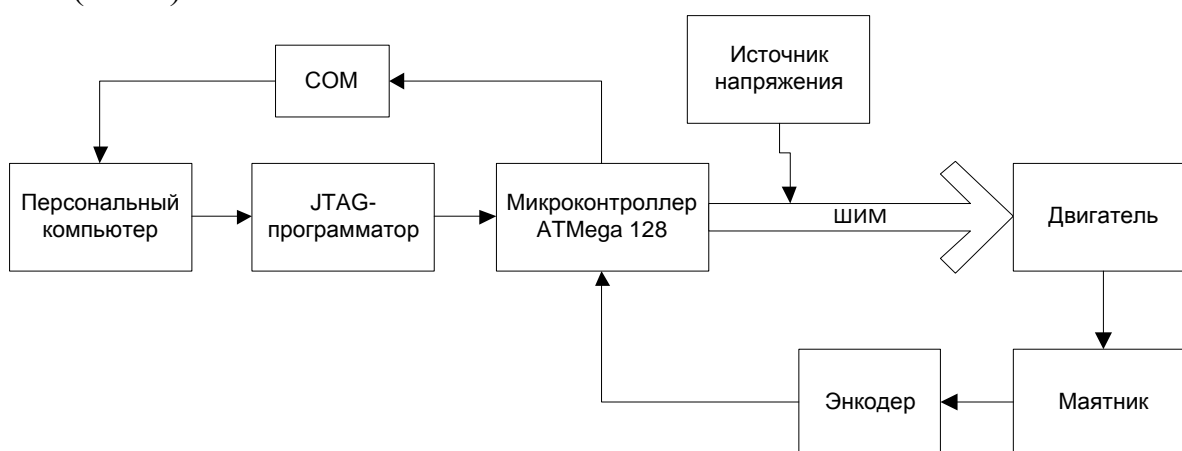


Рис.1

Маятник отклоняется на соответствующий угол при подаче на двигатель напряжения. Напряжение подается от источника напряжения и регулируется ШИМ-сигналом, реализованным посредством электронной платы с микроконтроллером ATmega 128 фирмы AVR. Данная плата посредством программатора JTAG соединена с персональным компьютером (ПК). Для считывания информации о положении маятника используется энкодер, генерирующий за один полный оборот маятника 500 импульсов. Данные от энкодера передаются по COM-порту на терминал компьютера.

Постановка задачи. Необходимо синтезировать регулятор для управления вынужденными колебаниями мотор-маятника.

Математическая модель. Такие основные параметры системы как период колебаний, демпфированная частота собственных колебаний и коэффициент затухания были определены ранее [1]. На основании полученных параметров была построена и уточнена [5] математическая модель системы, уравнение которой может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -179,96x_1 - 4,2x_2 + 15,2u \end{cases} \quad (1)$$

Управление вынужденными колебаниями системы. Для синтеза алгоритма управления вынужденными колебаниями мотор-маятника была решена задача АКОР-стабилизации и построен статический регулятор. Для нахождения коэффициентов регулятора использовался метод диагонализации [2]. Были найдены следующие коэффициенты регулятора:

$$K_p = (-0.5 \quad -0.11).$$

Таким образом, на мотор-маятник подавался следующий управляющий сигнал:

$$U = Kr \cdot \cos(2\pi w_r t_k) + K_{p1} \theta, \quad (2)$$

где Kr - коэффициент усиления, w_r - заданная частота, θ - текущее угловое положение маятника. Передаточная функция замкнутой системы с таким регулятором принимает вид

$$W = \frac{9.25}{0.5S^2 + 2.1S + 99.25} \quad (3)$$

Ниже (Рис.2) видно, что при такой функции появляется резонанс на частотах 1.5-2 Гц, поэтому было решено ввести в регулятор дифференциальную часть. Введение такого регулятор привело к снижению резонанса на вышеуказанных частотах. Пересчитав коэффициенты регулятора получили следующие значения:

$$K_d = 1.2, K_p = 4.2;$$

и получили следующий управляющий сигнал:

$$U = K_p (\cos(2\pi w_r t) - \theta) + K_d (-2\pi w_r \sin(2\pi w_r t) - \dot{\theta}), \quad (4)$$

где $\dot{\theta}$ - угловая скорость мотор-маятника.

После введения ПД-регулятора передаточная функция приняла вид:

$$W = \frac{22.2S + 77.7}{1.2S^3 + 9.24S^2 + 255.8S + 833.7} \quad (5)$$

Также введены ограничения на амплитуду колебаний – вследствие линеаризации математической модели мы получаем верные результаты лишь при небольших отклонениях маятника, соответственно максимальная амплитуда не должна быть больше 30^0

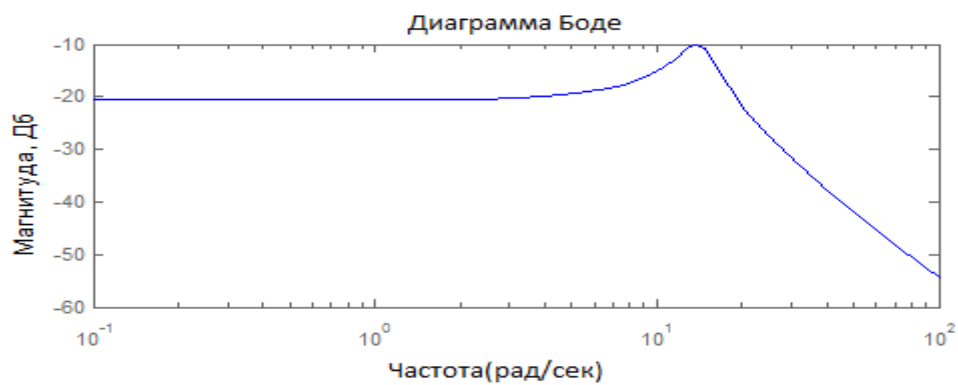


Рис.2 ЛАЧХ системы с П-регулятором

Ниже (Рис.3, Рис.4) приведены графики управления и выходного сигнала системы с регулятором (математическая модель)

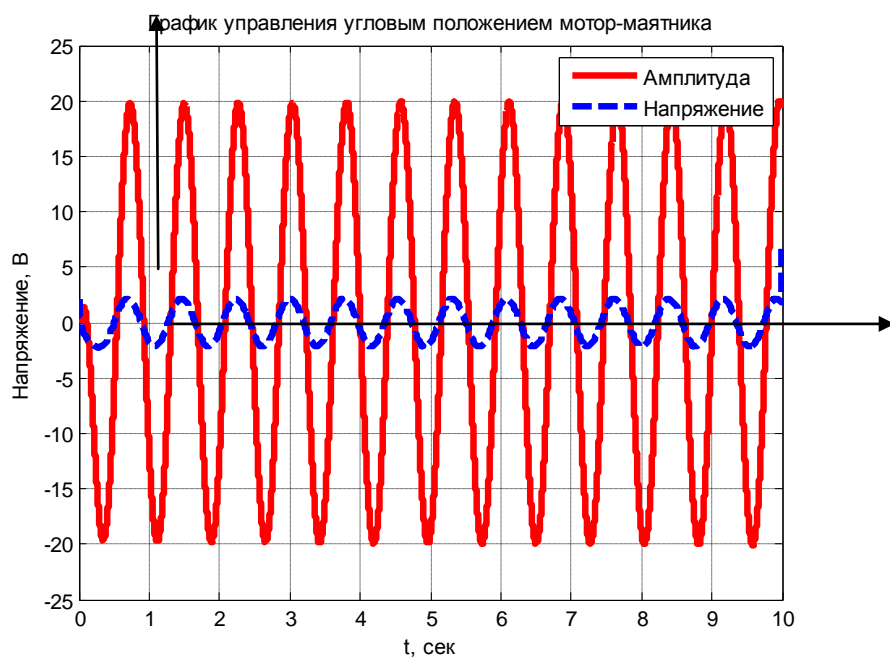


Рис.3 Модель управления мотор-маятником при заданной частоте 1.3Гц и амплитуде 20⁰

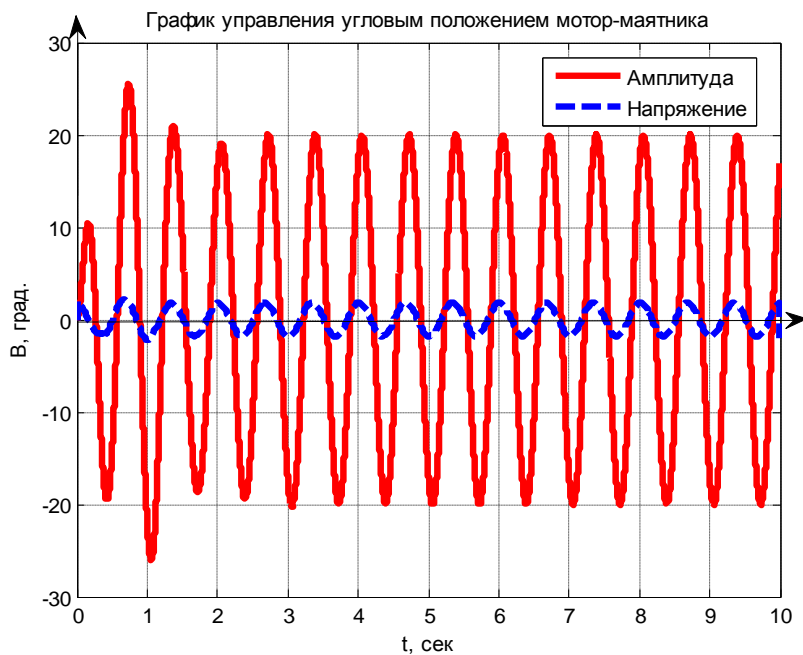


Рис.4 Модель управления мотор-маятником при заданной частоте 1.5Гц и амплитуде 20°

Алгоритм обратной связи, используемый в математической модели, был реализован программно на микроконтроллере. Ниже (Рис.5) приведены результаты управления колебаниями мотор-маятника при частоте 1 Гц и 1.8 Гц (Рис.6)

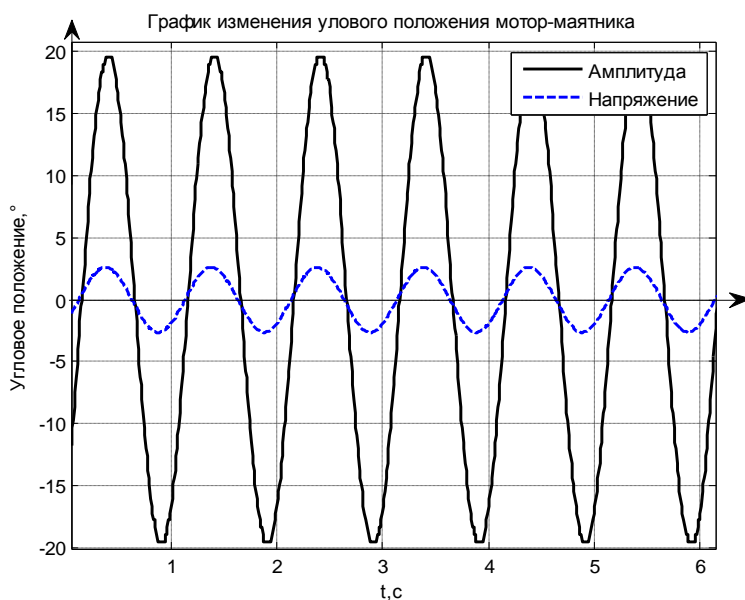


Рис.5

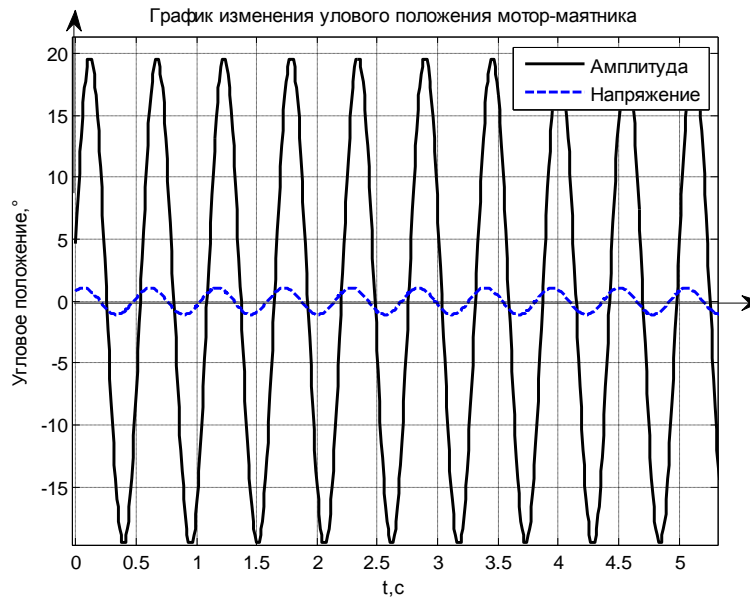


Рис.6

Заключение. В данной статье была построена система с обратной связью для управления вынужденными колебаниями мотор-маятника. Погрешность результатов моделирования достаточно мала, однако на некоторых частотах системе требуется большее время для переходного процесса. В дальнейшем следует исследовать систему на предмет возникновения хаотических колебаний.

Список литературы

1. Краснощеченко В.И., Пчелкин О.П., Кузнецов Д.В., Идентификация параметров лабораторного стенда «Мотор-маятник», НТК «Студенческая научная весна 2013» — МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. — 2 с.
2. Краснощеченко В.И., Методические указания по выполнению курсового проекта «Методы теории оптимального управления» — КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. — 8 -18с.
3. Пупков К.А., Егунов Н.Д., Методы классической и современной теории автоматического управления. — МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. — Т.3,421 с.
4. Шнак Ю.А., Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров. — Киев: МК-Пресс, 2006. — 36 с.
5. Краснощеченко В.И., Пчелкин О.П., Кузнецов Д.В., Синтез микропроцессорной системы управления вынужденными колебаниями мотор-маятника, НТК «Студенческая научная осень 2013» — МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. — 3 с.

КАЛИБРОВКА ТРИАДЫ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА СТЕНДЕ

Мьинт Хтун Наинг¹

¹аспирант

e-mail: ¹mhnaing44@gmail.com

В работе разработана методика калибровки блока акселерометров инерциальной навигационной системы на специальных испытательных стендах. Предлагаемая методика позволяет определить смещения нулей, погрешности масштабных коэффициентов и углы неортогональностей блока акселерометров без использования жестких требований к высокоточному испытательному оборудованию. Получены данные измерительные положения испытательного стенда, в которых необходимо выставить блок акселерометров, чтобы охарактеризовать оценки инструментальных погрешностей блока акселерометров. Однако, требуется высокая точность измерения выходных сигналов блока акселерометров.

Ключевые слова: Калибровка, триада акселерометров, инструментальные погрешностей, испытательный стенд, измерительное положение.

CALIBRATION METHOD ACCELEROMETERS UNIT OF INERTIAL NAVIGATION SYSTEM ON TEST STAND

Myint Htun Naing¹

¹Ph.D student

e-mail: ¹mhnaing44@gmail.com

The article described a technique for calibrating accelerometers unit on special test stands. The developed method allows to the determining the bias, errors of scale factors and angles of non-orthogonal accelerometers unit without presenting stringent requirements for high-precision testing equipment. Obtained 12 by measuring the provisions of a test bed to which you want to set a block of accelerometers to obtain estimates of the instru-

mental errors of the block accelerometers. However, that requires precise measurement outputs of the accelerometers.

Keywords: *Calibration, accelerometers unit, instrumental errors, test stand, measurement position.*

Под калибровкой триады акселерометров ИНС понимают определение инструментальных погрешностей математической модели ГА - смещений нуля, масштабных коэффициентов, углов не ортогональности измерительных осей акселерометров, а также ошибки выставки триады акселерометров на испытательном стенде, ошибки горизонтирования испытательного стенда, ошибок разворотов датчиков угла и ошибок перекоса испытательного стенда. Эти погрешности, в конечном счёте, приводят к ошибкам позиционирования триады акселерометров в измерительных положениях, которые считаются малыми.

Основными характеристиками эффективности процесса калибровки является точность и достоверность оценивания калибруемых параметров. Существенное влияние на точность калибровки акселерометров содержит ошибки выставки триады акселерометров на стенде и инструментальные погрешности испытательного стенда (ошибки горизонтирования, ошибки датчиков углов, перекосы осей стенда и другие).

В настоящее время существует целый ряд научных источников, посвященных калибровке блока акселерометров ИНС [5-8]. Все представленные в публикациях методы калибровки ГА используют двадцать четыре измерительных положений стенда в гравитационном поле относительно горизонтальной плоскости.

В работе разработана модель показаний инструментальных погрешностей триады акселерометров ИНС на двухосном испытательном стенде. Рассмотрено условие инвариантности уравнений процесса калибровки блока акселерометров относительно ошибок испытательного стенда. Найдены новые измерительные положения калибровки ГА инерциальной навигационной системы на стенде, что приводит к минимизации подавления измерительных шумов калибровки и трудоёмкости калибровки.

1. Математическая модель инструментальных погрешностей триады акселерометров на испытательном стенде

В состав триады акселерометров входят три одноосных акселерометра с взаимно перпендикулярными измерительными осями. Как правило, калибровку ГА инерциальной навигационной системы приводят на специальных поворотных стендах, которые имеют несколько осей вращения. Обычно для калибровки блока акселерометров инерциальных навигационных измерителей применяются двухосные испытательные стенды. При ка-

либровки триады акселерометров ИНС на испытательных поворотных стендах в качестве метрологического эталона применяют вектор ускорения силы тяжести, который должен быть известен с достаточной точностью в месте проведения калибровки.

Модель процесса калибровки триады акселерометров на испытательном стенде представляет собой рациональную модель, в которую включают [3, 7, 8]:

- инструментальные погрешности триады акселерометров, подлежащие калибровке,
- ошибки выставки триады акселерометров на испытательном стенде,
- инструментальные погрешности испытательного стенда, влияющие на точность калибровки триады акселерометров,
- ошибки выставки испытательного стенда.

Тогда модель показаний триады акселерометров в процессе калибровки на испытательном стенде (рис. 1) с учётом инструментальных погрешностей можем представить в векторно-матричном виде

$$\bar{J}^* = \bar{\Delta}^* + E_{k+\Delta k} \cdot C_\gamma \cdot C_\psi \cdot C_{\Delta\alpha_2} \cdot C_{\alpha_2} \cdot C_n \cdot C_{\Delta\alpha_1} \cdot C_{\alpha_1} \cdot C_{\varepsilon_1} \cdot \bar{g}, \quad (1)$$

$$\text{где } \bar{J}^* = \begin{bmatrix} J_{xi}^* \\ J_y^* \\ J_z^* \end{bmatrix}, E_{k+\Delta k} = \begin{bmatrix} k_x + \Delta k_x & 0 & 0 \\ 0 & k_y + \Delta k_y & 0 \\ 0 & 0 & k_z + \Delta k_z \end{bmatrix}, C_\gamma = \begin{bmatrix} 1 & \gamma_3^x & -\gamma_2^x \\ -\gamma_3^y & 1 & \gamma_1^y \\ \gamma_2^z & -\gamma_1^z & 1 \end{bmatrix},$$

$$C_\psi = \begin{bmatrix} 1 & \psi_z & -\psi_y \\ -\psi_z & 1 & \psi_x \\ \psi_y & -\psi_x & 1 \end{bmatrix}, (\bar{\psi} = [\psi_x \ \psi_y \ \psi_z]^T), C_{\Delta\alpha_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \Delta\alpha_2 \\ 0 & -\Delta\alpha_2 & 1 \end{bmatrix},$$

$$C_{\varepsilon_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \varepsilon_1 \\ 0 & -\varepsilon_1 & 1 \end{bmatrix}, C_{\alpha_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_2 & \sin \alpha_2 \\ 0 & -\sin \alpha_2 & \cos \alpha_2 \end{bmatrix}, C_n = \begin{bmatrix} 1 & \gamma_{n_3} & -\gamma_{n_2} \\ -\gamma_{n_3} & 1 & 0 \\ \gamma_{n_2} & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\gamma_{\Delta\alpha_1} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta\alpha_1 & 0 \\ -\Delta\alpha_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, C_{\alpha_1} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \sin \alpha_1 & 0 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Здесь \bar{J}^* – вектор выходных сигналов ТА; J_i^* – выходной сигнал i -ого акселерометра ($i=x,y,z$); $E_{k+\Delta k}$ – матрица, составленная из масштабных коэффициентов и ошибки в них БА; C_γ – матрица перехода от осей приборного трёхгранника ТА к трёхграннику, связанному с входными осями акселерометров; C_ψ – матрица, описывающая ошибки выставки ТА приборного трёхгранника на испытательном стенде; $\bar{\psi}$ – вектор малого поворота;

$C_{\Delta\alpha_2}$ – матрица, обусловленную погрешностью (ошибкой) датчика угла (ДУ) $\Delta\alpha_2$ по внутренней оси испытательного стенда; C_{α_2} – матрица, описывающая поворот вокруг внутренней оси испытательного стенда на угол α_2 ; C_n – матрица, обусловленная малыми углами перекоса $\gamma_{n_2}, \gamma_{n_3}$ внутренней оси испытательного стенда относительно наружной оси; $\gamma_{\Delta\alpha_1}$ – матрица, обусловленная погрешностью датчика угла $\Delta\alpha_1$ по наружной оси испытательного стенда; C_{α_1} – матрица, описывающая поворот вокруг внутренней оси испытательного стенда на угол α_1 ; $C_{\varepsilon_{a1}}$ – матрица, обусловленную погрешностью горизонтирования ε_1 наружной оси стенда; $\bar{g} = \begin{bmatrix} 0 \\ g \\ 0 \end{bmatrix}$ – вектор ускорения силы тяжести, g – модель вектора ускорения силы тяжести известны с заданной точностью в месте установки испытательного стенда.

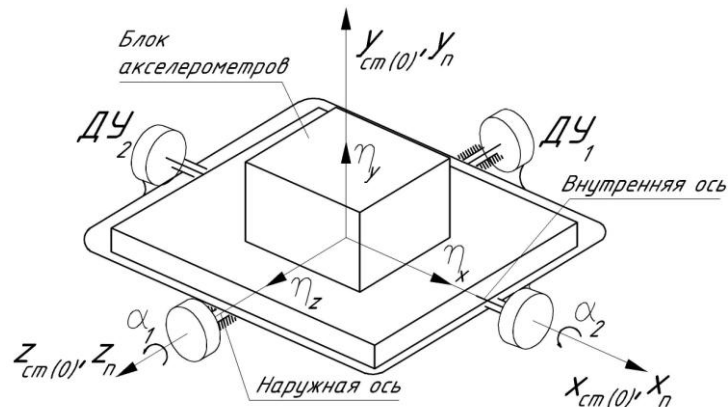


Рис.1. Кинематическая схема двухосного поворотного стенда с триадой акселерометров.

Введем векторы

$$\bar{J}_u^* = [J_{ux}^* \quad J_{uy}^* \quad J_{uz}^*]^T, \quad \partial\bar{J}^* = [\partial J_x^* \quad \partial J_y^* \quad \partial J_z^*]^T.$$

где \bar{J}_u^* – идеальный вектор измерений триады акселерометров, в предположении отсутствия инструментальных ошибок и ошибок выставки ГА, и испытательного стенда; $\partial\bar{J}^*$ – вектор невязки идеальных \bar{J}_u^* и реальных измерений триады акселерометров \bar{J}^* .

Справедливы векторы $\partial\bar{J}^*$ и \bar{J}_u^* определяются уравнениями

$$\begin{aligned} \partial\bar{J}^* &= \bar{J}^* - \bar{J}_u^*, \\ \bar{J}_u^* &= K \cdot C_{\alpha_1} \cdot C_{\alpha_2} \cdot \bar{g}. \end{aligned} \quad (2)$$

где $K = \begin{bmatrix} k_x & 0 & 0 \\ 0 & k_y & 0 \\ 0 & 0 & k_z \end{bmatrix}$ – матрица, составленная из масштабных коэффициентов ТА.

Поделим первые уравнения из (1), (2) на $k_x \cdot g$, вторые – на $k_y \cdot g$, и третьи – на $k_z \cdot g$. В результате получим уравнения (1) и (2) безразмерного вида

$$\begin{aligned} \bar{J} &= \bar{\Delta} + E_{1+\delta k} \cdot C_\gamma \cdot C_\psi \cdot C_{\Delta\alpha_2} \cdot C_{\alpha_2} \cdot C_n \cdot C_{\Delta\alpha_1} \cdot C_{\alpha_1} \cdot C_{\varepsilon_1} \cdot \bar{g}_H, \\ \partial\bar{J} &= \bar{J} - \bar{J}_u, \\ \bar{J}_u &= C_{\alpha_1} \cdot C_{\alpha_2} \cdot \bar{g}_H. \end{aligned} \quad (3)$$

где $\bar{J} = \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{bmatrix}$, $J_i = \frac{J_i^*}{k_i \cdot g}$, $\bar{\Delta} = [\Delta_x \quad \Delta_y \quad \Delta_z]^T$, $\Delta_i = \frac{\Delta_i^*}{k_i \cdot g}$,

$$E_{1+\delta k} = \begin{bmatrix} 1+\delta k_x & 0 & 0 \\ 0 & 1+\delta k_y & 0 \\ 0 & 0 & 1+\delta k_z \end{bmatrix}, \quad \delta k_i = \frac{\Delta k_i}{k_i}, \quad \partial\bar{J} = [\partial J_x \quad \partial J_y \quad \partial J_z],$$

$$\partial J_i = \frac{\partial J_i^*}{k_i \cdot g}, \quad \bar{J}_u = [J_{ux} \quad J_{uy} \quad J_{uz}]^T, \quad \partial J_{ui} = \frac{\partial J_{ui}^*}{k_i \cdot g}, \quad \bar{g}_H = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Здесь \bar{J} – безразмерный вектор измерений ТА в процессе калибровки; J_i – безразмерный вектор измерения i -го акселерометра $i=x,y,z$; $\bar{\Delta}$ – безразмерный вектор смещений нулей БА; Δ_i – безразмерное смещение нуля i -го акселерометра; $E_{1+\delta k}$ – матрица, обусловленная относительными ошибками в масштабных коэффициентах ТА; δk_i – относительная ошибка в масштабном коэффициенте i -го акселерометра $i=x,y,z$; $\partial\bar{J}$ – безразмерный вектор невязки измерений ТА; ∂J_i – безразмерное измерение i -го акселерометра $i=x,y,z$; \bar{J}_u – вектор безразмерных идеальных измерений ТА; ∂J_{ui} – безразмерное идеальное измерение i -го акселерометра $i=x,y,z$; \bar{g}_i – вектор, задающий направление ускорения силы тяжести.

Применяя принцип суперпозиции, пренебрегая малыми второго и более порядка от инструментальных погрешностей и ошибки выставки ТА и испытательного стенда на основании системы уравнений (4), можно получить уравнения

$$\partial\bar{J} = \sum_{j=1}^5 \partial\bar{J}_j, \quad (4)$$

$$\partial\bar{J}_1 = \bar{\Delta}, \quad (5)$$

$$\partial \bar{J}_2 = \begin{bmatrix} \sin \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta k_x \\ \delta k_y \\ \delta k_z \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\partial \bar{J}_3 = \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 & 0 & 0 \\ \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin \alpha_2 \cos \alpha_1 & 0 \\ 0 & -\sin \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & -\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \\ 0 & 0 & \sin \alpha_1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \gamma_2^x + \psi_y \\ \gamma_3^x + \psi_z \\ \gamma_1^y + \psi_x + \Delta \alpha_2 \\ \gamma_3^y + \psi_z \\ \gamma_1^z + \psi_x + \Delta \alpha_2 \\ \gamma_2^z + \psi_y \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\partial \bar{J}_4 = \begin{bmatrix} 0 & \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 & \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 \\ 0 & 0 & -\sin \alpha_1 \\ 0 & \sin \alpha_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma_{n_2} \\ \gamma_{n_3} + \Delta \alpha_1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\partial \bar{J}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 & 0 & 0 \\ \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

С учетом введенных уравнений (5-9) можем записать уравнение (4) в виде

$$\partial \bar{J} = [H_A \quad H_\varepsilon] \begin{bmatrix} \bar{X}_A \\ \bar{X}_\varepsilon \end{bmatrix} + \bar{\omega}_A. \quad (10)$$

где $H_A = [E \quad E_{\delta k} \quad E_\gamma]$, $H_\varepsilon = [E_\psi \quad E_{\Delta \alpha_2} \quad E_n \quad E_{\Delta \alpha_1} \quad E_\varepsilon]$, $\bar{X}_A = \begin{bmatrix} \bar{\Delta} \\ \delta \bar{k} \\ \bar{\gamma} \end{bmatrix}$,

$$\bar{X}_\varepsilon = \begin{bmatrix} \bar{\psi} \\ \Delta \alpha_2 \\ \bar{\gamma}_n \\ \Delta \alpha_1 \\ \varepsilon_{\bar{a}_i} \end{bmatrix}.$$

Здесь H_A – матрица наблюдений для вектора калибруемых параметров ТА \bar{X}_A ; H_ε – матрица наблюдений для вектора инструментальных погрешностей \bar{X}_ε ; \bar{X}_A – вектор калибруемых параметров ТА; \bar{X}_ε – вектор инструментальных погрешностей испытательного стенда, ошибок выставки ТА и стенда; $\bar{\omega}_A$ – вектор безразмерного измерительного шума триады акселерометров.

Векторно-матричное уравнение (10) представляет собой модель процесса калибровки триады акселерометров ИНС на стенде в пространстве состояний. Вектор состояния представляет собой составной вектор

$[\bar{X}_A \ X_\varepsilon]^T$. Уравнение линейно относительно вектора калибруемых параметров триады акселерометров \bar{X}_A и вектора инструментальных погрешностей стенда \bar{X}_ε . Матрицы наблюдений H_A и H_ε зависят только от тригонометрических функций углов поворота осей стенда α_1 и α_2 , и могут быть с достаточной точностью вычислены в любом угловом положении стенда.

Анализ уравнения (10) показал, что точность калибровки ГА (вектор \bar{X}_A) будет зависеть не только от степени подавления влияния измерительного шума на результаты калибровки, но и от компенсации влияния ошибок выставки блока акселерометров на испытательном стенде и погрешности испытательного стенда (вектор \bar{X}_ε).

2. Условие инвариантности уравнений процесса калибровки триады акселерометров относительно ошибок испытательного стенда

Одним из условий инвариантности уравнений измерений типа (10) относительно вектора $\bar{\psi}$ является преобразование измерений триады акселерометров в горизонтальную систему координат и использование только ошибки измерения относительно вертикали [4].

Покажем, что данное условие можно распространить и на все рассмотренные инструментальные погрешности испытательного стенда. Матрица перехода C^T от приборной системы координат к географической системе координат имеет вид

$$C^T = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & -\sin \alpha_1 \cos \alpha_2 & \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & -\sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \\ 0 & \sin \alpha_2 & \cos \alpha_2 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Приведем измерения триады акселерометров ∂J в географическую систему координат. В результате получим новое измерение $\partial \bar{J}_{NLE} = [\partial J_N \partial J_L \partial J_E]^T$. Уравнения (10) для $\partial \bar{J}_{NLE}$ без учёта вектора $\bar{\omega}_A$ примет вид

$$\partial J_{NLE} = C^T H_A \bar{X}_A + C^T H_\varepsilon \bar{X}_\varepsilon. \quad (12)$$

Вычислим произведения матриц и векторов, входящих в уравнения (12). После преобразований получим

$$\begin{aligned} \partial J_N = & \Delta_x \cos \alpha_1 - \Delta_y \sin \alpha_1 \cos \alpha_2 + \Delta_z \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 + \delta k_x \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 - \delta k_y \times \\ & \times \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 \cos^2 \alpha_2 - \delta k_z \sin \alpha_1 \sin^2 \alpha_2 \cos \alpha_1 + \gamma_2^x \sin \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 + \gamma_3^x \times \\ & \times \cos^2 \alpha_1 \cos \alpha_2 + \gamma_1^y \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + \gamma_3^y \sin^2 \alpha_1 \cos \alpha_2 - \gamma_1^z \times \\ & \times \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + \gamma_2^z \sin^2 \alpha_1 \sin \alpha_2 + \psi_y \sin \alpha_2 + \psi_z \cos \alpha_2 + \\ & + \gamma_{n_2} \sin \alpha_2 + \gamma_{n_3} \cos \alpha_2 + \Delta \alpha_1 \cos \alpha_2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\partial J_L = & \Delta_x \sin \alpha_1 + \Delta_y \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \Delta_z \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \delta k_x \sin^2 \alpha_1 + \delta k_y \times \\
& \times \cos^2 \alpha_1 \cos^2 \alpha_2 + \delta k_z \sin^2 \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 + \gamma_2^x \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \gamma_3^x \times \\
& \times \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \gamma_1^y \sin \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 \cos \alpha_2 - \gamma_3^y \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + \\
& + \gamma_1^z \sin \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 \cos \alpha_2 - \gamma_2^z \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1, \\
\partial J_E = & \Delta_y \sin \alpha_2 + \Delta_z \cos \alpha_2 + \delta k_y \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \delta k_x \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \\
& - \gamma_1^y \sin^2 \alpha_2 \cos \alpha_1 - \gamma_3^y \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 - \gamma_1^z \cos \alpha_1 \cos^2 \alpha_2 + \gamma_2^z \sin \alpha_1 \cos \alpha_2 - \\
& - \psi_x \cos \alpha_1 + \psi_y \sin \alpha_1 \cos \alpha_2 - \psi_z \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 - \Delta \alpha_2 \cos \alpha_1 + \gamma_{n_2} \sin \alpha_1 \times \\
& \times \cos \alpha_2 - \gamma_{n_3} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 - \Delta \alpha_1 \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 - \Delta \alpha_2 \cos \alpha_1 - \varepsilon_1 \cos \alpha_1.
\end{aligned} \tag{13}$$

Второе уравнение системы (13) не содержит, составляющих обусловленных вектором \bar{X}_E , то есть инвариантно не только относительно малых ошибок выставки триады акселерометров на испытательном стенде, но и инструментальных погрешностей испытательного стенда.

Следует отметить, что ошибки выставки входных осей акселерометров относительно приборной системы координат в данном уравнении образуют линейные комбинации $(\gamma_1^y - \gamma_1^z)$, $(\gamma_2^z - \gamma_2^x)$, и $(\gamma_3^y - \gamma_3^x)$, которые можно определить по результатам калибровки.

В результате преобразования от приборной системы координат к базовой системе координат получим одно уравнение измерения, в котором отсутствуют ошибки выставки триады акселерометров на стенда, инструментальных погрешностей стенда, ошибок выставки стенда. Полученное новое уравнение позволяет удобно калибровать инструментальные погрешности триады акселерометров на испытательном стенде.

Обозначим $(\gamma_1^z - \gamma_1^y) = \gamma_{23}$, $(\gamma_2^x - \gamma_2^z) = \gamma_{13}$ и $(\gamma_3^x - \gamma_3^y) = \gamma_{12}$.

Тогда получим следующее новое уравнение измерений

$$\begin{aligned}
\partial J_L = & \Delta_x \sin \alpha_1 + \Delta_y \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \Delta_z \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \delta k_x \sin^2 \alpha_1 + \\
& + \delta k_y \cos^2 \alpha_1 \cos^2 \alpha_2 + \delta k_z \sin^2 \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 + \gamma_{12} \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 \times \\
& \times \cos \alpha_2 + \gamma_{13} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \gamma_{23} \sin \alpha_1 \cos^2 \alpha_1 \cos \alpha_2;
\end{aligned} \tag{14}$$

Таким образом, задача калибровки ставится как задача определения девяти неизвестных параметров модели (14), которые перечислены в таблице 1.

Таблица 1

Калибруемые параметры триады акселерометров

		Параметры модели ТА							
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9
		Δ_x	Δ_y	Δ_z	δk_x	δk_y	δk_z	γ_{12}	γ_{13}

3. Определение оптимальной программы калибровки триады акселерометров на стенде

Для определения всех параметров триады акселерометров необходимо составить не менее 9 измерительных положений. Таким образом, ставится задача нахождения оптимальной программы калибровки ТА на стенде.

Программа калибровки ТА на стенде выполняется выбором траектории калибруемого БА, что приведет к обеспечению максимального подавления влияния измерительного шума.

Критерий максимального подавления влияния измерительного шума на результаты калибровки заключается в достижении максимумом определителей матриц наблюдений с обеспечением инвариантных условий относительно инструментальных погрешностей испытательного стенда и малых ошибок выставки триады акселерометров на стенде.

Программа калибровки ТА ИНС на стенде при данных условиях проводится путем нахождения максимального значения детерминантов матриц наблюдений на различной степени учета свойств матриц наблюдений. Применяя обоснованные условия калибруемых составляющих погрешностей ТА ИНС сначала определим условия максимума определителей построенной модели (14).

Чтобы определить условия максимума определителей построенной модели, рассмотрим одноосное вращение испытательного стенда. Первый поворот осуществляется вокруг наружной оси z_n стенда, т.е. вращаем $(x_n - y_n)$ на угол α_1 при этом угол $\alpha_2 = 0$. Тогда поставив значение угла $\alpha_2 = 0$ в уравнение (14), мы можем получить вид

$$\partial J_L^{x-y} = \Delta_x \sin \alpha_1 + \Delta_y \cos \alpha_1 + \delta k_x \sin^2 \alpha_1 + \delta k_y \cos^2 \alpha_1 + \gamma_{12} \sin \alpha_1 \cos \alpha_1.$$

Применим тригонометрические функции

$$\partial J_L^{x-y} = \Delta_x \sin \alpha_1 + \Delta_y \cos \alpha_1 + \delta k_x \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\alpha_1 \right) + \delta k_y \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha_1 \right) + \frac{1}{2} \gamma_{12} \sin 2\alpha_1,$$

Отсюда следует, что

$$\partial J_L^{x-y} = D_x \sin a_1 + D_y \cos a_1 + \frac{1}{2} (dk_x + dk_y) + \frac{1}{2} (dk_y - dk_x) \cos 2a_1 + \frac{1}{2} g_{12} \sin 2a_1.$$

Обозначим $\frac{1}{2}(\delta k_x + \delta k_y) = X_1$, $\Delta_x = X_2$, $\Delta_y = X_3$, $\frac{1}{2}\gamma_{12} = X_4$, $\frac{1}{2}(\delta k_y - \delta k_x) = X_5$.

Тогда уравнение можно записать в виде

$$\partial J_L^{x-y} = H_A^{x-y} \cdot X_A^{x-y}, \quad (15)$$

где $H_A^{x-y} = [1 \quad \sin \alpha_1 \quad \cos \alpha_1 \quad \sin 2\alpha_1 \quad \cos 2\alpha_1]$,

$$X_A^{x-y} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \end{bmatrix}.$$

Найдем значения угла α_1 , которые обеспечивают максимальное подавление влияния измерительного шума на результаты калибровки параметров.

Для матрицы H_A^{x-y} зависящей от угла поворота наружной оси станда α_1 необходимо найти пять различных значения углов $\alpha_1(1) \neq \alpha_1(2) \neq \alpha_1(3) \neq \alpha_1(4) \neq \alpha_1(5)$ при которых определитель матрицы обращается максимум. Детерминант матрицы H_A^{x-y} имеет вид

$$Det(H_A^{x-y}) = \begin{vmatrix} 1 & \sin \alpha_1(1) & \cos \alpha_1(1) & \sin 2\alpha_1(1) & \cos 2\alpha_1(1) \\ 1 & \sin \alpha_1(2) & \cos \alpha_1(2) & \sin 2\alpha_1(2) & \cos 2\alpha_1(2) \\ 1 & \sin \alpha_1(3) & \cos \alpha_1(3) & \sin 2\alpha_1(3) & \cos 2\alpha_1(3) \\ 1 & \sin \alpha_1(4) & \cos \alpha_1(4) & \sin 2\alpha_1(4) & \cos 2\alpha_1(4) \\ 1 & \sin \alpha_1(5) & \cos \alpha_1(5) & \sin 2\alpha_1(5) & \cos 2\alpha_1(5) \end{vmatrix}. \quad (16)$$

Решение, выполняющие условия максимума определителя матрицы с помощью математического пакета Matlab 2013a, найдено:

$$\alpha_1(1) = 0^\circ, \alpha_1(2) = 72^\circ, \alpha_1(3) = 144^\circ, \alpha_1(4) = 216^\circ, \alpha_1(5) = 288^\circ. \quad (17)$$

Поставляя полученные значения (17) в уравнение (16), детерминант матрицы H_A^{x-y} имеет вид

$$DetH_A^{x-y} = \begin{vmatrix} 1 & 0.9511 & 0.3090 & 0.5878 & -0.8090 \\ 1 & 0.5878 & -0.8090 & -0.9511 & 0.3090 \\ 1 & -0.5878 & -0.8090 & 0.9511 & 0.3090 \\ 1 & -0.9511 & 0.3090 & -0.5878 & -0.8090 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix} = 13,9754.$$

После получения значений по углу α_1 пяти параметров $\Delta_x, \Delta_y, \delta k_x, \delta k_y, \gamma_{12}$ с учетом уравнения (15) запишем уравнение (13) в виде:

$$\partial J_L = H_A^{x-y} \cdot \hat{X}_A^{x-y} + H_A^4 \bar{X}_A^4,$$

где $H_A^4 \bar{X}_A^4 = -\Delta_z \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \delta k_z \sin^2 \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 + \gamma_{12} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1 + \gamma_{23} \sin \alpha_2 \cos^2 \alpha_1 \cos \alpha_2.$

Рассмотрим поворот вокруг внутренней оси x_n на угол α_2 ($y-z$), при этом угол $\alpha_1 = 0$. Тогда имеем

$$\partial J_L^{y-z} = H_L^{y-z} \bar{X}_L^{y-z} = -\Delta_z \sin \alpha_2 + \delta k_z \sin^2 \alpha_2 + \gamma_{23} \sin \alpha_2 \cos \alpha_2.$$

Отсюда,

$$H_L^{y-z} \bar{X}_L^{y-z} = \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & \sin \alpha_2 \cos \alpha_2 & \sin^2 \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\Delta_z \\ \gamma_{23} \\ \delta k_z \end{bmatrix}.$$

Найдем значения угла α_2 , которые обеспечивают максимальное подавление влияния измерительного шума на результаты калибровки параметров.

Для матрицы H_A^{y-z} зависящей от угла поворота наружной оси стенда α_1 необходимо найти три различных значения углов $\alpha_2(1)$, $\alpha_2(2)$, $\alpha_2(3)$ при которых определитель матрицы обращается максимум.

$$\begin{aligned} \text{Det } H_A^{y-z} &= \begin{vmatrix} \sin \alpha_2(1) & \sin \alpha_2(1) \cos \alpha_2(1) & \sin^2 \alpha_2(1) \\ \sin \alpha_2(2) & \sin \alpha_2(2) \cos \alpha_2(2) & \sin^2 \alpha_2(2) \\ \sin \alpha_2(3) & \sin \alpha_2(3) \cos \alpha_2(3) & \sin^2 \alpha_2(3) \end{vmatrix} = \\ &= \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(3) (\cos \alpha_2(2) - \cos \alpha_2(1)) + \\ &\quad \sin \alpha_2(2) (\cos \alpha_2(1) - \cos \alpha_2(3)) + \sin \alpha_2(1) (\cos \alpha_2(3) - \cos \alpha_2(2)) \}. \end{aligned} \quad (18)$$

Чтобы найти значения $\alpha_2(1), \alpha_2(2), \alpha_2(3)$, дифференцируем полученное уравнение (26) по $\alpha_2(1), \alpha_2(2), \alpha_2(3)$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha_2(1)} &= \cos \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(3) (\cos \alpha_2(2) - \cos \alpha_2(1)) + \\ &\quad + \sin \alpha_2(2) (\cos \alpha_2(1) - \cos \alpha_2(3)) + \sin \alpha_2(1) (\cos \alpha_2(3) - \cos \alpha_2(2)) \} + \\ &\quad + \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(3) - \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) + \\ &\quad + \cos \alpha_2(1) (\cos \alpha_2(3) - \cos \alpha_2(2)) \} = 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha_2(2)} &= \sin \alpha_2(1) \cos \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(3) (\cos \alpha_2(2) - \cos \alpha_2(1)) + \\ &\quad + \sin \alpha_2(2) (\cos \alpha_2(1) - \cos \alpha_2(3)) + \sin \alpha_2(1) (\cos \alpha_2(3) - \cos \alpha_2(2)) \} + \\ &\quad + \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \times \{ -\sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) + \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) + \\ &\quad + \cos \alpha_2(2) (\cos \alpha_2(1) - \cos \alpha_2(3)) \} = 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \alpha_2(3)} &= \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \cos \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(3) (\cos \alpha_2(2) - \cos \alpha_2(1)) + \\ &\quad + \sin \alpha_2(2) (\cos \alpha_2(1) - \cos \alpha_2(3)) + \sin \alpha_2(1) (\cos \alpha_2(3) - \cos \alpha_2(2)) \} + \\ &\quad + \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) \{ \sin \alpha_2(2) \sin \alpha_2(3) - \sin \alpha_2(1) \sin \alpha_2(3) + \\ &\quad + \cos \alpha_2(3) (\cos \alpha_2(2) - \cos \alpha_2(1)) \} = 0. \end{aligned}$$

Решение условия максимума определителя матрицы с помощью программ Matlab 2013a найдено

$$\alpha_2 = 57,5^\circ, 122,5^\circ, 270^\circ. \quad (19)$$

Рассмотрим случай, когда ось z испытательного стенда находится в вертикальном положении. Для этого совершаем поворот вокруг оси z

стенда на 90° по часовой стрелки. Найдем значения угла α_1 , которые обеспечивают максимальное подавление влияния измерительного шума на результаты калибровки параметров. Запишем уравнение для определения параметра γ_{13} .

$$\partial J_L^{x-z} = H_L^{x-z} \bar{X}_L^{x-z} = \gamma_{13} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \cos \alpha_1.$$

Рассмотрим поворот вокруг внутренней оси y_n на угол α_1 ($x-z$), при этом угол $\alpha_2 = 90^\circ$. Тогда имеем

$$\partial J_L^{x-z} = \gamma_{13} \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 = \frac{1}{2} \gamma_{13} \sin 2\alpha_1.$$

Отсюда,

$$H_L^{x-z} \bar{X}_L^{x-z} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sin \alpha_1 \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma_{13} \end{bmatrix}.$$

Очевидно, что самое максимальное значение для определения параметра γ_{13} получается при $\alpha_1 = 45^\circ$, так как определитель матрицы максимального значения $H_L^{x-z} = 0,5$ только тогда

$$\alpha_1 = 45^\circ. \quad (20)$$

Таким образом, исходя полученные измерительные положения (17), (19) и (20) стенда, получим программу, содержащая девять измерительных положений (таб. 2).

Таблица 2.
Измерительные положения программы калибровки

№	α_1	α_2
1	0	0
2	72°	0
3	144°	0
4	216°	0
5	288°	0
6	0	$57,5^\circ$
7	0	$122,5^\circ$
8	0	270°
9	45°	90°

Таким образом, найдены девять новых измерительных положения испытательного стенда. Предложенный метод калибровки может быть использовано для аттестации калибруемых параметров БА девяти положений испытательного стенда.

Заключение

В работе разработана методика калибровки триады акселерометров на специальных испытательных стендах, позволяющая определить смеще-

ния нулей, погрешности масштабных коэффициентов и углы неортогональностей блока акселерометров, не предъявляя жестких требований к высокоточному испытательному оборудованию. Однако, что требуется высокая точность измерения выходных сигналов блока акселерометров.

Список литературы

1. Аврутов В. В., Мазепа Т. Ю. Влияние погрешности поворота стенда на точность калибровки блока гироскопов и акселерометров. // Вестник НТУУ “КПИ” Серия ПРИЛАДОБУДУВАННЯ. – 2012. – Вип. 43.
2. Бромберг П. В. Теория инерциальных систем навигации. — М.: Наука, 1979.-296 с.
3. Егоров Ю. Г, Мьинт Хтун Наинг. Синтез модели процесса калибровки триады акселерометров инерциальной навигационной системы. // Труды ФГУП «НПЦАП». №2/2012. – с.15-21.
4. Егоров Ю. Г. Условия идентифицируемости погрешностей акселерометров.// Материалы XVI НТК памяти Н.Н Острякова, – Л.: 1988г.
5. Измайлов А.Е. Исследование точности прецизионных акселерометров и повышение их качества. —2003.- 164с.
6. Коновалов С.Ф., Новоселов Г.М., Польшков А.В., Трунов А.А., Юрасов В.В. Методы и аппаратура для испытания триад акселерометров.// V Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам, 1998. –с.197-203.
7. Николаев С. Г., Калибровки бесплатформенных инерциальных навигационных систем.// Изв. Вузов. Приборостроение. – № 7/2009. – с.50-54.
8. Тарановский Д.О. Метод калибровки блока маятниковых поплавковых акселерометров корабельной инерциальной навигационной системы.// Гироскопия и навигация. —2008. —№4. —с.56-65.
9. Panahandeh. G, Skog. I, Jansson. M. Calibration of the accelerometer triad of an inertial measurement unit, Maximum likelihood estimation and cramer-rao bound. // Inernational conference on indoor positioning and indoor navigation. – 2010. – бр.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МЕХАТРОННОГО УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ, СКОРОСТИ И УСКОРЕНИЯ ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РОБОТА МП-9С

Исаев Асим Алмаз-оглы¹, Петелин Владимир Анатольевич²,
Масюк Владимир Михайлович³

¹Студент; ²Студент; ³Доцент, К.ф-м.н.

e-mail: ¹asim-93@mail.ru; ²alonso-87@mail.ru; ³masyuk77@mail.ru

Введение. Применение микропроцессорных средств позволяет строить универсальные устройства измерения частоты импульсов, легко перестраиваемые на различные режимы его работы [1].

Анализ технического задания показывает, что проектируемое устройство должно выполнять три основные задачи:

- 1) Содержать счетчик числа измерительных импульсов.
- 2) Содержать таймер измерительного интервала.
- 3) Обеспечить вывод частоты вращения вала на СОМ порт.

Целями и задачами работы являются: оценка и выбор МК устройства управления, проектирование аппаратной части микропроцессорного комплекса измерения частоты вращения оптического инкрементного энкодера, разработка макетных плат блока формирования и усиления сигнала с оптического датчика, платы микроконтроллера, разработка программной части, разработка ПО, реализующая метод измерения периода импульса на МК. Устройство выполнено преимущественно на широко распространенных компонентах.

Выбор энкодера. Энкодер - это устройство преобразующее линейное или угловое перемещение в последовательность сигналов - инкрементальный энкодер или энкодер относительного перемещения, или преобразующее линейное или угловое положение в цифровой код - абсолютный энкодер.

В данной используется относительный энкодер, по причине дешевизны и простоты реализации.

Разработка режима работы микропроцессорного измерителя. Частота входного сигнала измеряется частотным методом. Частотный метод основан на преобразовании частоты вращения в пропорциональную частоту переменного синусоидального или импульсного напряжения и последующем преобразовании последней в требуемый выходной сигнал преоб-

разователя. Этот метод при испытаниях электродвигателей получил наибольшее распространение. Частотный метод измерения исключает внесение дополнительных погрешностей датчиком или линией связи, так как частота сигнала определяется лишь частотой вращения и конструкцией датчика [1].

Разработка функциональной схемы измерителя. Вариант функциональной схемы прибора, рассчитанный на применение микроконтроллера Atmega 16 приведен на рис. 2. Функциональная схема формирования импульса для микропроцессорного измерителя частоты вращения вала приведен на рис. 3. Информацию о частоте вращения вала формирует оптический датчик инфракрасного излучения. Основу оптического датчика составляет перфорированный диск с 48 радиально расположенными прорезями. Сигнал, излучаемый светодиодом улавливается фотодиодом. Операционный усилитель LM2904 включен по схеме преобразователя тока в напряжение. Максимум принятого фотодиодом инфракрасного излучения приходится на момент когда одна из прорезей оптического диска находится напротив излучающего диода. Принятый инфракрасный сигнал усиливается на выходе LM2904.

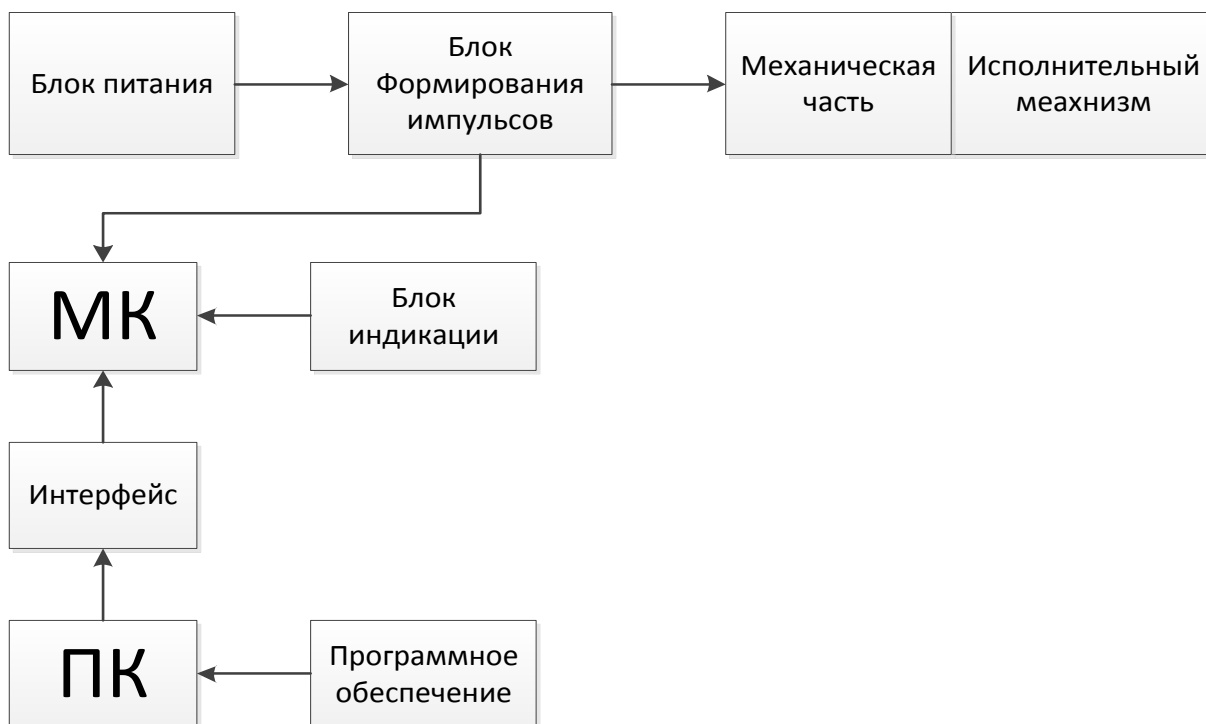


Рис. 2

Измерительные импульсы поступают на входы 2 и 3 операционного усилителя. Используя синхронизацию измерительных импульсов со временем внутреннего таймера вычисляется частота вращения вала двигателя

Х. Датчик реализован на светодиоде, фотодиоде и операционном усилителе. ОУ имеет внутреннюю цепь частотной коррекции, малые входные токи и малое потребление тока источника питания.

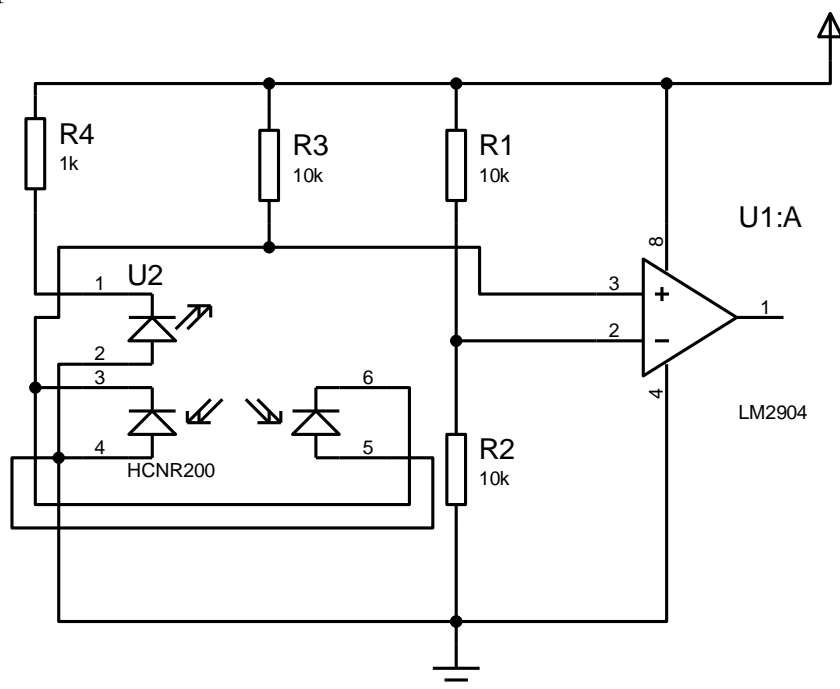


Рис. 3

С помощью резистора R1 при настройке устанавливается рабочий ток светодиода порядка 1-3 мА. Величина сопротивления резистора R2 определяет коэффициент преобразования тока фотодиода в напряжение на выходе U1. Резистор R3 уменьшает влияние входных токов ОУ на сдвиг и дрейф нуля на выходе операционного усилителя. Выбираем $R2=R3=10$ кОм. Отношение резисторов R1 и R2 определяет порог срабатывания компаратора U1. по напряжению [2].

Обоснование алгоритма работы устройства. В начале программы выполняется конфигурирование портов ввода/вывода (вывод ICP настраивается на вход и включается подтягивающий резистор), настройка таймера T1 и инициализация символьного LCD. Затем микроконтроллер попадает в бесконечный цикл, где каждые n мс считывает содержимое буфера, вычисляет частоту и выводит ее значение на дисплей. Также на дисплей выводится содержимое регистра захвата. По положительному фронту сигнала на выводе ICP (PD6 для Atmega16) блок захвата таймера T1 сохраняет значение счетного регистра и генерирует запрос на прерывание. В обработчике прерывания счетный регистр обнуляется, а значение регистра захвата записывается в буфер. Значение, которое сохраняет блок захвата, соответствует числу тиков таймера укладывающихся в период измеряемого сигнала. Предделитель таймера T1 равен 1, соответственно тактовая частота

таймера равна тактовой частоте микроконтроллера – 8 МГц. Отсюда период измеряемого сигнала = $ICR * 1/8000000$. А частота = $1 / (ICR * 1/8000000) = 8000000/ICR$ [3].

$$Z = \frac{L}{N} = \frac{\pi \cdot D}{N} = \frac{\pi \cdot 24}{48} = 1,57 \frac{мм}{импульс}, \text{ где}$$

D – диаметр колеса,

N – число прорезей.

$t = 0,2с$ – время выдвижения,

$S = 152,5 мм$ – ход штока,

$$X = \frac{S}{Z} = \frac{152,5}{1,57} = 97 мм – \text{количество импульсов за один полный ход,}$$

$$\tau_{им} = \frac{t}{X} = \frac{0,2}{97} = 2 мс – \text{время одного импульса,}$$

Исходя из времени импульса рассчитываем частоту предделителя, учитывая, что мы будем использовать 16-ти битный таймер.

При минимальной скорости движения штока получаем $t = 1с$, откуда

$$\tau_{им} = \frac{t}{X} = \frac{1}{97} = 10,3 мс, \quad \tau_{мк} = \frac{\tau_{max}}{B} = \frac{10,3}{65536} = 0,16 мкс,$$

т.е. частота микроконтроллера должна составлять не менее

$$\frac{1}{0,16} = 6,25 МГц, \text{ что удовлетворяет исходным данным.}$$

Выводы. В результате проектирования разработана принципиальная схема микропроцессорного измерителя частоты и необходимое для его работы программное обеспечение. Разработано ПО, реализующая метод измерения периода импульса на МК. Создана визуальная 3D модель части манипулятора с энкодером.

Список литературы

1. *Лейтман М.Б.* Автоматическое измерение выходных параметров электродвигателей: (методы и аппаратура). – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 152 с., ил.
2. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т.1. Пер. с англ. – 4-е изд. и доп. – М.: Мир, 1993. – 413 с., ил.
3. *Евстифеев А.В.* Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2007. – 592 с.: ил. (Серия «Программируемые системы»).

РАЗРАБОТКА МАКЕТА РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ ТЕЛЕЖКИ С ВОЗМОЖНОСТЬЮ РАСПОЗНАВАНИЯ ЦВЕТА ПОВЕРХНОСТИ

**Белова Валентина Алексеевна¹, Иванова Полина Михайловна²,
Харченкова Елена Александровна³**

¹ст.преподаватель; ²студент; ³студент

e-mail: ¹belmax06@yandex.ru; ²ivapol5@yandex.ru; ³s07kt@mail.ru

В статье представлены результаты работы по созданию системы распознавания цвета поверхности. Исследуются вопросы калибровки. Разработана программа интерпретации данных.

Ключевые слова: датчик света, микроконтроллер, техническое зрение

DESIGN OF A ROBOTIC CARRIAGES WITH A POSSIBILITY OF RECOGNITION OF THE SURFACE COLOR

Belova Valentina¹, Ivanova Polina², Charchenkova Helena³

¹Senior lecturer; ²Student; ³Student

e-mail: ¹belmax06@yandex.ru; ²ivapol5@yandex.ru; ³s07kt@mail.ru

In this article results are presented for robots on creation of system of recognition of color of a surface. Calibration questions are investigated. The program of interpretation of data is developed.

Keywords: color sensor, microcontroller, technical sight

Создание промышленных роботов-манипуляторов, способных заменить человека на многих участках современного производства, а также автоматических систем, которые могут быть использованы в условиях, опасных для человека, является актуальной научной и технической проблемой. Человеческий глаз способен достаточно хорошо различать цвета. Научные эксперименты показали, что люди могут различать до 10 миллионов оттенков, поэтому в промышленности и других областях человеческой деятельности требуется точное определение цвета и управление им с помощью автоматических устройств.

Не так давно производителям, использующим оптоэлектронные датчики, было достаточно лишь сведений о яркости излучения. Сейчас требования к таким датчикам растут, поскольку необходима гораздо более точная информация о цвете. Диапазон подобных устройств широк: от дорогих лабораторных спектрофотометров до экономичных (RGB - Red, Green, Blue) датчиков цвета, например семейство RGB-преобразователей света в напряжение.

Для разработки макета робототехнической тележки с возможностью распознавания цвета использован принцип действия технического зрения (СТЗ) [3], (Рис.1).

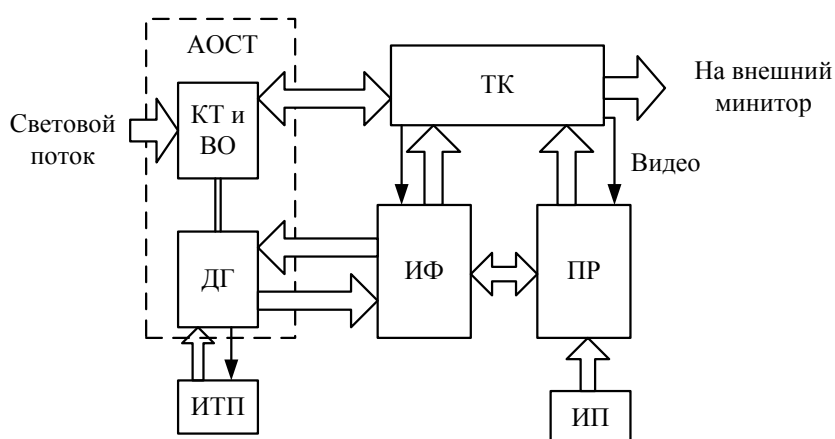


Рис.1

Известно, что цвет-это результат взаимодействия между источником света, объектом и наблюдателем. Восприятие цвета определяется индивидуальностью человека, а также спектральным составом, цветовым и яркостным контрастом с окружающими источниками света, а также несветящимися объектами.

Выделяют важнейшие характеристики цвета:

- яркость (одинаково насыщенные оттенки, относимые к одному и тому же цвету спектра, могут отличаться друг от друга степенью яркости);
- насыщенность (два оттенка одного тона могут различаться степенью блёклости, любой оттенок при максимальном увеличении светлоты становится белым);
- цветовой тон (совокупность цветовых оттенков, сходных с одним и тем же цветом спектра).

Цель работы. Целью работы является исследование чувствительности датчика (фотодиода) на свет; определение цвета и управление им и с помощью автоматических устройств; выбор наиболее оптимальных алгоритмов для создания робототехнической тележки с сенсором оттенка цвета; создание операционного усилителя напряжения; разработка программного обеспечения опроса датчика; разработка программного обеспечения выводов координат (значений) напряжения в зависимости от цвета на семи

ступенчатый индикатор; разработка программного обеспечения управления двигателем в зависимости от входного сигнала датчиков; анализ полученных результатов.

В рамках заявленного проекта была поставлена задача создания робототехнической тележки с определением цвета поверхности с помощью сенсора оттенка цвета.

Принцип работы датчиков цвета основан на методе определения трех цветов. Существует и другой подход, который состоит в освещении исследуемой поверхности источником белого цвета и одновременной съёмки информации тремя или четырьмя датчиками. Если результаты сравнительного анализа находятся в пределах допустимых отклонений, то генерируется выходной электрический сигнал. Технической задачей работы является повышение точности и достоверности измерения и/или количественного выражения качества цвета объектов.

Для решения данной задачи использовалась платформа Arduino Uno, выполненная на базе процессора ATmega328p, и сенсор оттенка цвета, выполненный на базе датчика TCS3200.

Исследовательская часть. Для исследования спектральной чувствительности датчиков спроектировали и реализовали рабочий макет платы (рис.2)

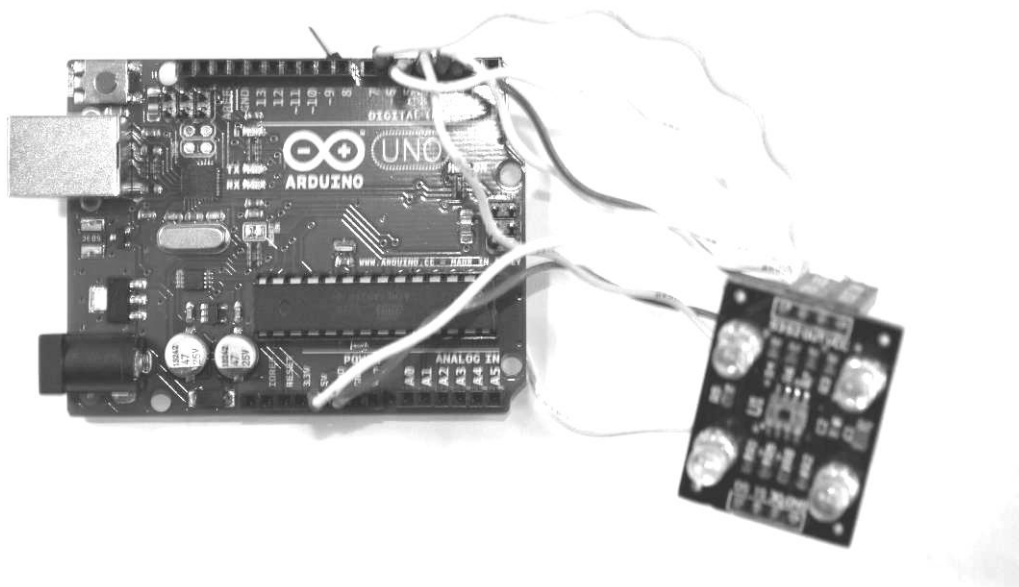


Рис.2

Постановка эксперимента. При постановке эксперимента решалась задача определения чувствительности фотодиода к различным цветовым составляющим при одинаковой яркости. На первом этапе работы [] ставилась задача определения чувствительности фотодиода к различным цветовым составляющим.

Анализ результатов показал, что с помощью такого подхода возможно выделение цвета, но и обозначены следующие проблемы:

- калибровка спектральной яркости подсвечивающего светодиода;
- неравномерная чувствительность фотодатчика к различным цветам спектра;
- невозможность одновременного снятия информации с датчика, что обуславливалось необходимостью замены светофильтров и изменения габаритов светодиодов.

Исходя из указанных критериев, было принято решение использовать более совершенный сенсор оттенка цвета, выполненный на базе датчика TCS3200, который позволяет распознать оттенок цвета объекта, расположенного перед ним или цвет окружающего освещения (рис.3).



Рис.3

TCS3200 состоит из массива фотоэлементов с фильтром на красный, зелёный, синий и «бесцветный» цвета. Это позволяет определять цвета всего видимого спектра. Элементы распределены равномерно, что защищает от погрешностей, связанных с их положением. Датчик переводит интенсивность света, проходящего через фильтр заданного цвета, в цифровой сигнал с пропорциональной частотой. Цветовой датчик TCS3200 является полным RGB –датчиком цвета с дополнительной регистрацией белого цвета. Чувствительность датчика определяется только разрядностью внутреннего АЦП и преобразователя частоты. Датчик, в свою очередь, требует калибровки, но в комплекте уже включено функционально базовое ПО, позволяющее оценить цвет, освещенность и откалибровать по необходимым шаблонам.

Для понимания процессов, протекающих в фотодатчике приведем структурную схему (рис.4)

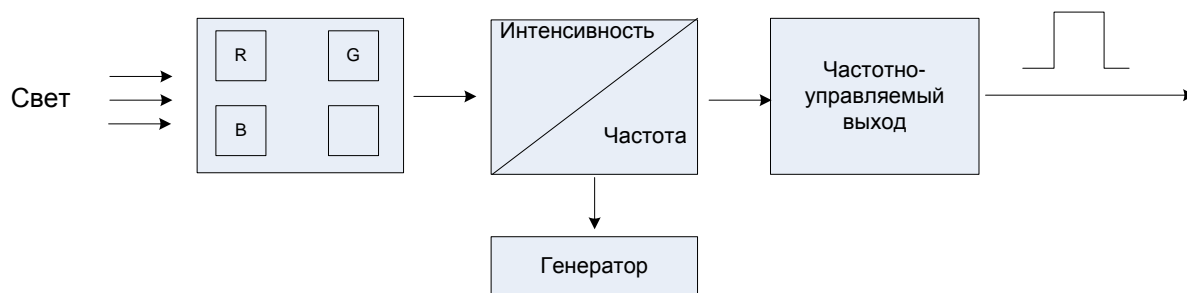


Рис.4

TCS3200 имеет массив фотодетекторов: трех цветов (R, G, B) плюс дополнительный без фильтра. Фильтры каждого цвета равномерно распределены по всему массиву датчика, содержит преобразователь, частота которого пропорциональна интенсивности выбранного цвета. Интенсивность- частота на выходе которого получен сигнал прямоугольной формы.

С технической стороны плата сенсора подключается через 10 штырьковых контактов. Для полноценной работы с платформой Arduino Uno, выполненной на базе процессора ATmega328p, понадобится задействовать 5 цифровых пинов. (Рис.5)

Arduino представляет о открытую платформу, состоящую из аппаратной и программной частей. Для программирования используется упрощённая версия C++.

Выбор платформы обусловлен, как опытом работы и готовыми программными решениями для МК Atmega, так и наличием для данной платформы готовых библиотечных модулей для работы с разнообразными датчиками, в том числе, датчиком цветности и удобной возможностью фиксации результатов на ПК.

В данной работе исследовалось развитие идей по распознаванию цвета, предложенной ранее, с использованием новой, более современной аппаратной платформой. Схема подключения датчика представлена на рисунках 5 и 6.

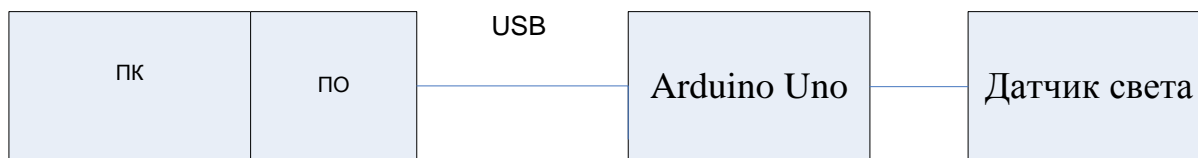


Рис. 5



Рис.6

Постановка эксперимента заключалась в следующем:
-фиксация датчика и Arduino Uno на любой платформе с заданным расстоянием между поверхностью и сенсором;
- разработка ПО для МК Arduino Uno для преобразования данных, поступающих с датчика в интенсивность.

Реализация обработки данных с датчика на платформе Arduino Uno. Общий смысл программы состоит в преобразовании частотного сигнала с датчика цвета в сигнал с определенной интенсивностью. Для решения этой задачи воспользуемся методом частотного заполнения и реализуем его на микроконтроллере. Основная процедура расчета заключается в вызове прерывания с таймера-счетчика и подсчете тактовых импульсов микроконтроллеров за период изменения частоты с датчика.

Подсчет количества импульсов в прерывании описывается блок – схемой, изображенной на рис. 7.

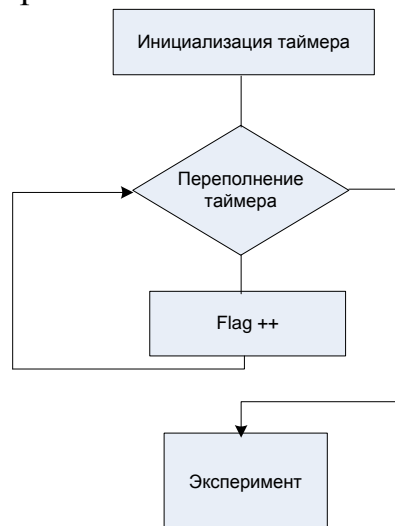


Рис. 7

В данной работе решены следующие задачи:
- собран макет устройства, содержащий датчик цвета, платформу Arduino Uno (см. рис. 8);

- разработано ПО, позволяющее преобразовывать частотный код с датчика в интенсивность цвета;

- сняты характеристики датчика по различным калибровочным полоскам, по результатам которых определилась текущая задача: определить спектральные характеристики светодиода подсветки и каждого из датчиков, внести изменения для калибровочных кривых в ПО для микроконтроллера.

Полученные выходные данные RGB-цвета показали необходимость в дальнейшей программной калибровке датчиков.

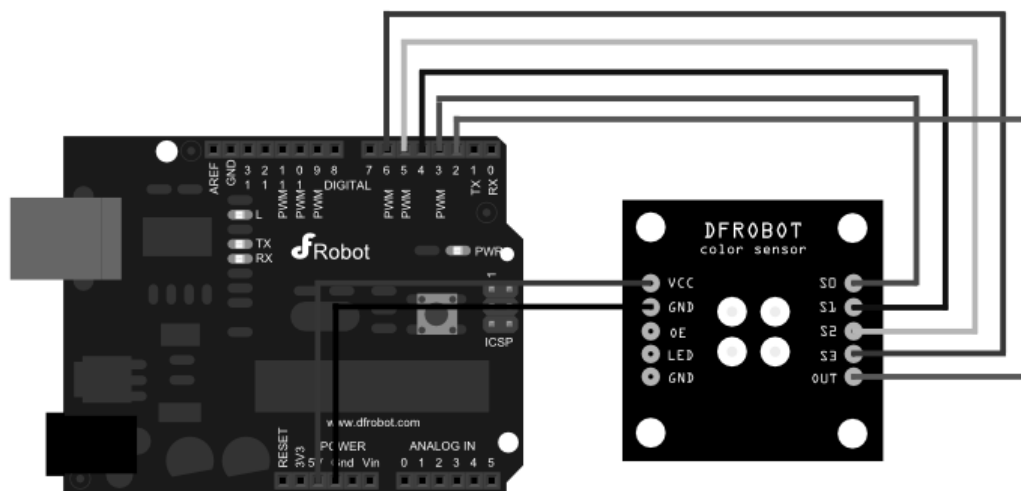


Рис. 8

Вывод. Фактически решена задача определения цветности поверхности, проведены эксперименты определения цвета с учетом подсветки и при внешнем освещении без подсветки.

Ближайшей темой дальнейшей разработки является создание мобильной платформы, ориентирующейся на цвет поверхности: от задач прохождения лабиринта до решения ряда производственных задач, в частности, определения зон, запрещенных для человека и прочее.

Список литературы

1. Мошкин В.И., Петров А.А., Титов В.С., Якушенков Ю.Г., Под общей ред. Якушенкова Ю.Г.- Техническое зрение роботов.- М.: Машиностроение, 1990 г.- 262 с.:ил.
2. URL: <http://jediheritage.0pk.ru/viewtopic.php?id=592>.
3. URL: http://www.radioradar.net/articles/scientific_technical/mchs.html
4. Хорн Б.К.П. - Зрение роботов.- М: Мир,-1989.-487 с.ил.
5. Страница производителя сенсор оттенка цвета, выполненный на базе датчика TCS3200.
[http://www.dfrobot.com/wiki/index.php?title=TCS3200_Color_Sensor_\(SKU:SEN0101\)](http://www.dfrobot.com/wiki/index.php?title=TCS3200_Color_Sensor_(SKU:SEN0101)) .

ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВ- ЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ФИЛЬТРА Р. КАЛМАНА

Корнюшина Елизавета Юрьевна¹

¹студент, бакалавр техники и технологий
e-mail: ¹liza.kornyushina@gmail.com

Введение. В информации о выходных сигналах в системах автоматического управления, снимаемой с датчиков всегда присутствует помеха, носящая, как правило, случайный характер. Наличие помехи снижает точность работы систем, управление в которых формируется в зависимости от состояния объекта управления. В связи с этим важной и актуальной является задача фильтрации сигналов, подверженных влиянию помех.

Целью работы является фильтрация сигналов физического происхождения от случайной составляющей (шума) с использованием различных методов фильтрации.

В настоящее время интенсивно развиваются методы фильтрации зашумленных сигналов, использующие аппарат вейвлет-преобразования. Особенностью фильтрации с использованием данного аппарата является возможность использовать трешолдинг, или пороговую фильтрацию. Сущность трешолдинга состоит в разложении некоторого сигнала с использованием аппарата вейвлет-преобразования, получения вейвлет-коэффициентов и последующую их обработку (сравнение вейвлет-коэффициентов с некоторым значением – порогом, выбранным по какому-либо критерию). Такой подход позволяет трешолдингу очень успешно удалять шум без какой-либо дополнительной информации о полезном сигнале. К сожалению, подобный метод не всегда является достаточно успешным приемом в фильтрации сигналов от помех. Поэтому исследуется возможность применения предварительной фильтрации сигналов на основе вейвлет-преобразования, и последующей из обработки с использованием фильтра Калмана.

В случае, когда шум объекта и шум измерений является белым, фильтр Калмана предлагает рекурсивное построение предсказанного и отфильтрованного значений, которые обладают оптимальными свойствами. Данный алгоритм удобен в использовании и очень эффективен.

Вейвлет-фильтрация. В основе вейвлет-преобразования лежит использование двух функций – масштабирующей и самого вейвлета. На ос-

нове каждой из этих функция строится свой фильтр, соответственно - низкочастотный и высокочастотный.

Цифровая последовательность, представляющая собой дискретизированный обрабатываемый сигнал, прошедшая через высокочастотный фильтр вейвлет-преобразования характеризуется детализирующими коэффициентами. Последовательность, прошедшую через низкочастотный фильтр определяется аппроксимирующими коэффициентами.

Процесс разложения можно представить в виде следующей схемы - рис.1.

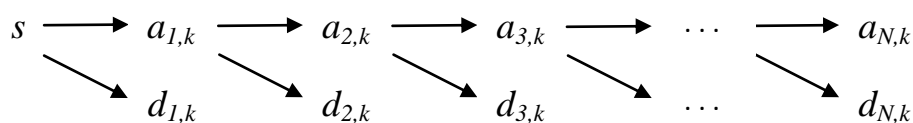


Рис.1

В этом разложении аппроксимирующие коэффициенты $a_{N,k}$ содержат в себе информацию о сглаженном сигнале, а детализирующие коэффициенты $d_{j,k}$ – информацию о погрешностях и/или высокочастотных компонентах сигнала. Как правило, разложение прекращается на 4-6 уровне разложения [1].

Важным свойством такого разложения являются обратимость и линейность. Это позволяет выполнить вейвлет-преобразование, обработать детализирующие коэффициенты, а затем выполнить обратное вейвлет-преобразование и получить измененный сигнал. По такому алгоритму работает трешолдинг.

Таким образом, алгоритм вейвлет-фильтрации включает три следующих этапа:

- разложение зашумленного сигнала по базису вейвлетов,
- обработка коэффициентов разложения,
- взятие обратного вейвлет-преобразования от коэффициентов разложения.

Различают также «твердую» и «мягкую» пороговую обработку.

При «твердой» пороговой обработке, если обрабатываемый коэффициент меньше величины порога λ , то этот коэффициент заменяется нулем, иначе коэффициент сохраняется и используется в обратном вейвлет-преобразовании.

$$F(d_{j,k}, \lambda) = \begin{cases} d_{j,k}, & \text{если } |d_{j,k}| \geq \lambda; \\ 0, & \text{если } |d_{j,k}| < \lambda. \end{cases}$$

При «мягкой» пороговой обработке вейвлет-коэффициент изменяется

$$F(d_{j,k}, \lambda) = \begin{cases} \text{sign}(d_{j,k})(|d_{j,k}| - \lambda), & \text{если } |d_{j,k}| \geq \lambda; \\ 0, & \text{если } |d_{j,k}| < \lambda. \end{cases}$$

В таких алгоритмах главным параметром, от которого зависит ошибка фильтрации, является величина порога. Необходимо правильно его выбрать.

При заниженном значении порога часть шумовых коэффициентов разложения не обнуляются и результат обратного вейвлет-преобразования может содержать значительный остаточный шум, т.е. сигнал является не достаточно отфильтрованным (сглаженным). При завышенном пороге за-нуляются информативные коэффициенты и в результате фильтрации искажается фильтруемый сигнал [2].

В данной работе рассматривается «твердая» пороговая обработка.

Объектом исследования является временной сигнал со следующими параметрами $\sigma_n = 0,02$, $\sigma_w = 0,1$, где σ_w и σ_n – дисперсия шума объекта и наблюдений соответственно.

Результат предварительной фильтрации сигнала с использованием аппарат вейвлет-преобразования представлен на рис 2.

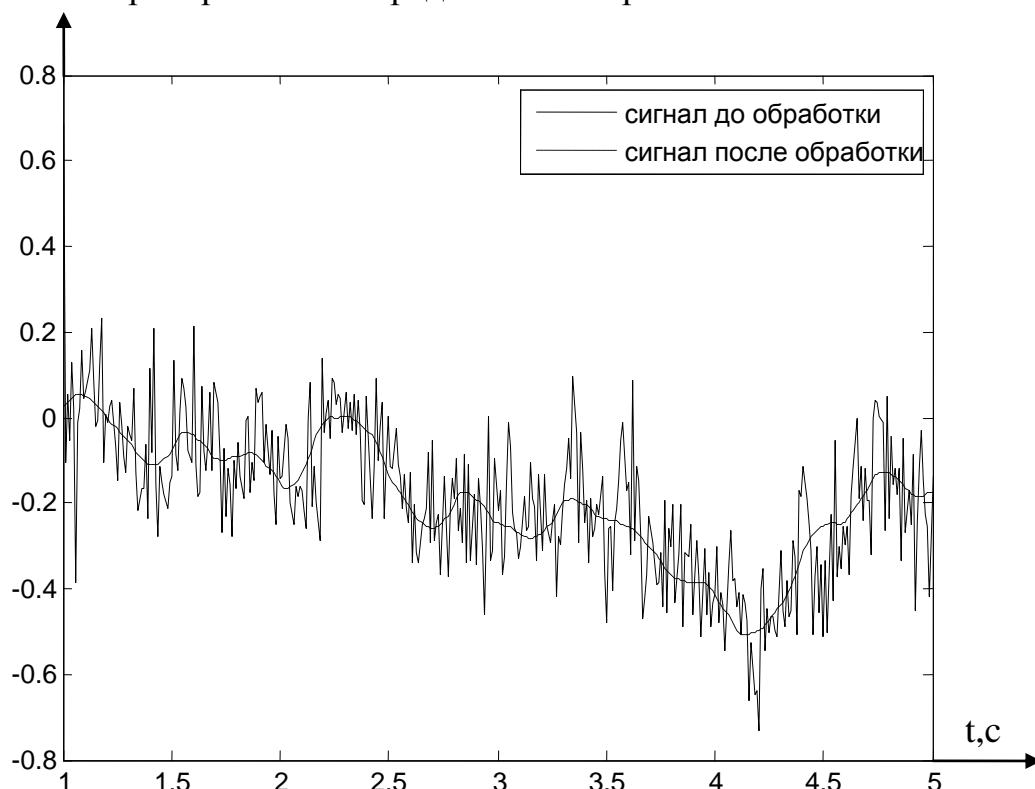


Рис.2

Как видно из представленного графика, после предварительной фильтрации с помощью вейвлет-преобразования, у сигнала практически полностью удалось отфильтровать шум измерений.

Калмановская фильтрация. Фильтр Калмана работает с сигналом, в котором присутствуют шумы объекта управления.

Фильтр Калмана предназначен для рекурсивного дооценивания вектора состояния априорно известной динамической системы, то есть для расчёта текущего состояния системы необходимо знать текущее измерение, а также предыдущее состояние самого фильтра [3].

Данный фильтр применим к следующей динамической системе

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + w(k) \\ z(k+1) = Cx(k) + n(k) \end{cases},$$

где $w(k)$ и $n(k)$ – шум объекта и наблюдений соответственно.

Задача фильтрации состоит в том, чтобы по данным наблюдений $z(0), z(1)...$ с учетом априорных сведений о виде сигнала $x(k)$ и характеристиках шума $n(k)$ получить наилучшую по заданному критерию оценку параметра \hat{m} для каждого момента времени.

Результирующее уравнение для оценивания параметра \hat{m} дискретным фильтром Калмана носит рекуррентный характер и описывается как

$$\hat{m}(k) = A(k-1)\hat{m}(k-1) + C(k)\sigma_{\theta}^2(k)D^{-1}(k)[x(k) - C(k)A(k-1)\hat{m}(k-1)],$$

где $D(k)$ – дисперсия шума наблюдения, $\sigma_{\theta}^2(k)$ – апостериорная дисперсия параметра $m(k)$.

Как следует из приведенного выше уравнения, отфильтрованное значение $\hat{m}(k)$ строится по следующей схеме. Фильтр Калмана, располагая оценкой $\hat{m}(k-1)$ на предыдущем шаге и основываясь на предыдущем уравнении, прогнозирует оценочное значение $A(k-1)\hat{m}(k-1)$ на k -й шаг. При получении k -го наблюдения $x(k)$, прогнозируемая оценка дополнительно корректируется на значение, пропорциональное невязке (так называемому обновляющему процессу), т.е. отклонению прогноза $C(k)A(k-1)\hat{m}(k-1)$ от полученного значения $x(k)$. Коэффициент пропорциональности $C(k)\sigma_{\theta}^2(k)D^{-1}(k)$, регулирующий «вес» невязки для

$\hat{m}(k)$ по сравнению с прогнозом $A(k-1)\hat{m}(k-1)$, называют коэффициентом усиления фильтра Калмана [3].

Результат последующей обработки сигнала, представлен на рис.3.

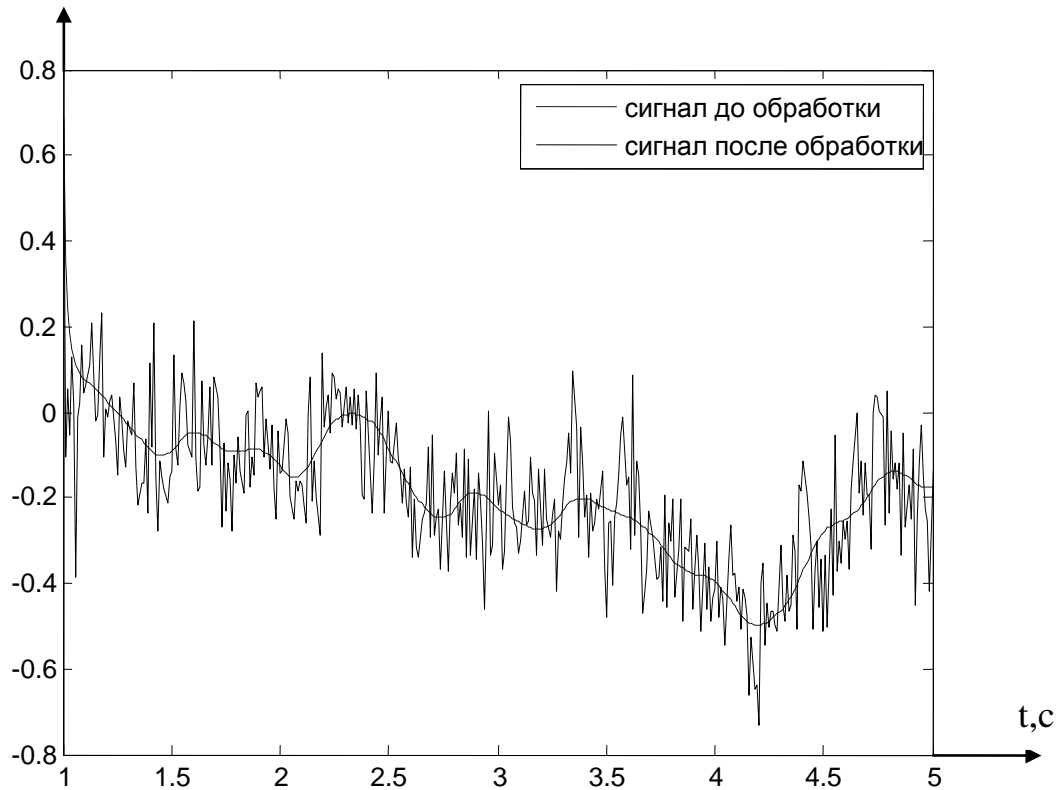


Рис.3

Заключение. На рис.4 представлено сравнение результатов предварительной фильтрации с помощью вейвлет-преобразования и последующей фильтрации с помощью фильтра Калмана.

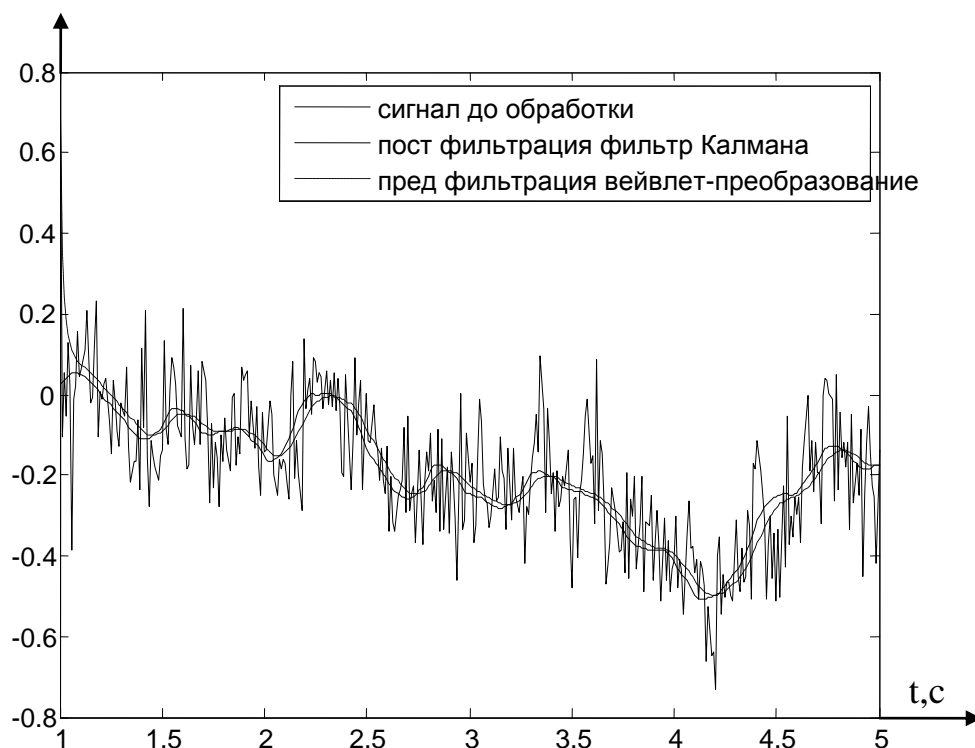


Рис 4.

Как видно из полученных результатов, фильтр Калмана позволил снизить влияние шума объекта.

В данной работе проведена фильтрация в два этапа, сочетающие в себе положительные качества как трешолдинга, так и калмановской фильтрации.

Список литературы

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – СПб.: Питер, 2006. – 751 с.
2. Смоленцев Н.К. Основные теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. М.: ДМК Пресс, 2005
3. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-ти тт.; Т.2: Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Под ред. К.А.Пупкова, Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ ДИАГНОСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ

Керимов Святослав Сергеевич¹, Масюк Владимир Михайлович²,
Сакович Олег Валерьевич³

¹Студент; ²доцент, к.ф.-м.н.; ³ассистент

e-mail: ¹ic-kaluga@mail.ru; ²masyuk77@mail.ru; ³osakovich@gmail.com

В статье рассмотрена система управления инжекторным двигателем. Разработана программа диагностики, работающая по протоколу обмена данными ISO 9141

Ключевые слова: Система управления ДВС, диагностика инжектора, протокол ISO 9141

DEVELOPED A OF PROGRAM ENGINE DIAGNOSTIC

Kerimov Sviatoslav¹, Masyuk Vladimir², Sakovich Oleg³

¹Student; ²Associate professor, Ph.D.; ³Assistant

e-mail: ¹ic-kaluga@mail.ru; ²masyuk77@mail.ru; ³osakovich@gmail.com

The article considers the engine control system. Developed a diagnostic program for protocol ISO 9141

Keywords: protocol ISO 9141, injector fuel system , engine diagnostic

Актуальность задачи: в настоящее время разработка систем, связанных с экономией топлива, снижения износа являются одними из приоритетных в автомобилестроении. Здесь можно выделить следующие подзадачи: изучение системы распределенного впрыска топлива (инжектора) и его принципа работы; методики диагностики двигателя и его систем; типов диагностического оборудования; протокола диагностики ISO 9141.

Целью данной работы является создание диагностического адаптера и программы диагностики двигателя для ПК.

Инжекторная система подачи топлива. Основное отличие от карбюраторной системы — подача топлива осуществляется путем при-

нудительного впрыска топлива с помощью форсунок во впускной коллектор или в цилиндр. Автомобили с такой системой питания часто называют инжекторными. Рассмотрим систему подачи топлива двигателя ЗМЗ-406.2. Тип впрыска - многоточечный, то есть в каждый цилиндр обслуживается отдельной изолированной форсункой во впускном коллекторе вблизи впускного клапана. Системой подачи топлива и зажиганием управляет блок управления Микас 7.1, на базе контроллера Siemens SAF-509. Угол опережения зажигания, время и длительность открытия форсунки определяется исходя из следующих параметров: температура двигателя, расход воздуха (через него рассчитывается цикловое наполнение цилиндров, по которому можно судить о нагрузке на двигатель), число оборотов, температура воздуха на впуске, процент открытия дроссельной заслонки, наличие детонации и так далее. Учитывая эти параметры, искра в цилиндре подается в нужный момент времени и обеспечивается оптимальный состав смеси при различных условиях эксплуатации. Благодаря этому инжекторный двигатель обладает более высоким КПД и ресурсом; большей экономичностью и мощностью, в отличие от карбюраторного мотора. Для определения всех параметров, необходимых для работы двигателя используются следующие датчики и устройства: датчик углового положения коленчатого вала (датчик синхронизации); датчик положения дроссельной заслонки; дроссельная заслонка; датчик массового расхода воздуха; электромагнитные форсунки; топливная рампа; регулятор дополнительного воздуха; датчик температуры воздуха во впускном коллекторе; реле системы управления двигателем; реле топливного насоса; электронный блок управления двигателем; регулятор давления топлива; датчик детонации; катушки зажигания; топливный электронасос; датчик положения распределительного вала (фазы); свечи зажигания; датчик температуры охлаждающей жидкости. Чаще стали использовать лямда-зонд в качестве обратной связи. Он устанавливается в выхлопную систему, и по нему можно судить, какая смесь (бедная или богатая). Исходя из полученных данных, вносятся корректировки в топливоподачу. Для проверки работоспособности, поиска неисправностей, настройки такой системы используется специальное диагностическое оборудование.

Диагностика. Диагностика осуществляется либо по компьютеру через com-порт, либо через специальный сканер. Для первого варианта необходим специальный адаптер. Существуют различные протоколы обмена данными, и различная аппаратная реализация. Это зависит от года выпуска и марки автомобиля. Например, с 1991 года существовал стандарт OBD. Согласно этому стандарту, связь устройства диагностики с блоком управ-

ления двигателем осуществляется по диагностической K- линии, либо по k- и L-линии. К этому стандарту относится ряд протоколов обмена данных. Позже появился стандарт OBD II. Так же к этому стандарту относятся следующие протоколы обмена: ISO15765-4 или CAN (Ford, Jaguar, Mazda, Mercedes, Nissan, Toyota, Lexus, Renault, Peugeot, Chrysler, Opel, WV, Audi, Porsche, Volvo, Saab и др.), ISO14230-4 или KWP2000 (Daewoo, Hyundai, KIA, Subaru STi и некоторые модели Mercedes), ISO9141-2 (Acura, Honda, Infinity, Lexus, Nissan, Toyota, и др), J1850 VPW (Buick, Cadillac, Chevrolet, Chrysler, Dodge, GMC, Hummer, Isuzu, Oldsmobile, Pontiac, Saturn), J1850 PWM (Ford, Lincoln, Mercury, Jaguar, Mazda, Panoz, Saleen) [1].

Адаптеры. Для подключения к компьютеру существует огромное множество адаптеров, один из распространенных это elm327. Он поддерживает много протоколов. Но для диагностики, настройки двигателя и для перепрограммирования блока управления нужна диагностическая программа, которая иногда стоит больших денег.

Поэтому было решено изучить данный вопрос и создать собственное диагностическое оборудование. На первом этапе планируется осуществлять диагностику двигателя ЗМЗ-406 с блоком управления Микас 7.1. Он использует протокол ISO 9141, для связи с электронным блоком управления (ЭБУ) используется 2 провода: K-LINE и GROUND. Обмен по последовательному интерфейсу K-Line происходит со скоростью 9600 бит/сек. Формат кадра 8N1.

Разрабатывать сканер труднее и дороже, потому что необходим сам контроллер, дисплей, программатор для контроллера и так далее. При изучении протокола, могут возникать ошибки. Их проще отследить и устранить на компьютере, проще отладить программу, нежели на контроллере. Поэтому было решено написать программу диагностики для ПК и сделать собственный адаптер. Возможны различные варианты, например, можно использовать микросхему MC33199 или MC33290 (Motorola). Для согласования уровней между адаптером и com – портом, можно использовать микросхему MAX 232. Если используется ноутбук, то лучше использовать схему DS275 вместо MAX 232. Это связано с тем, что напряжение на порте ноутбуку меньше, нежели у настольного компьютера. Одна из схем предложена на рисунке 1 с использованием DS275 и MC33199 [2].

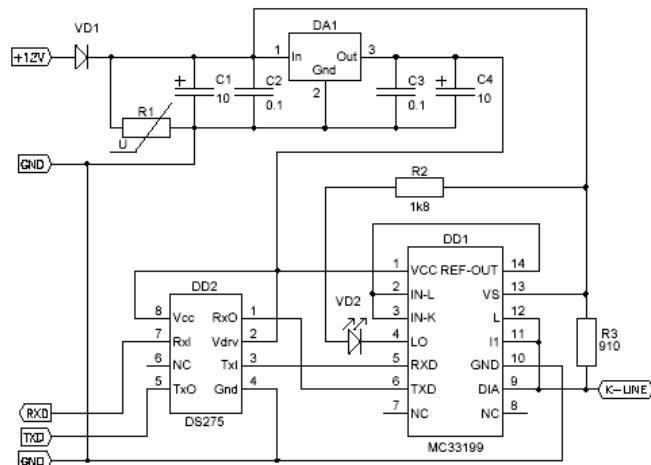


Рис. 1

Более простая схема основана на дискретных элементах. Для рассматриваемого случая это оптимальный вариант, поскольку она работает не хуже аналогов и ее себестоимость ниже. Было решено создать именно такой адаптер (рис. 2).

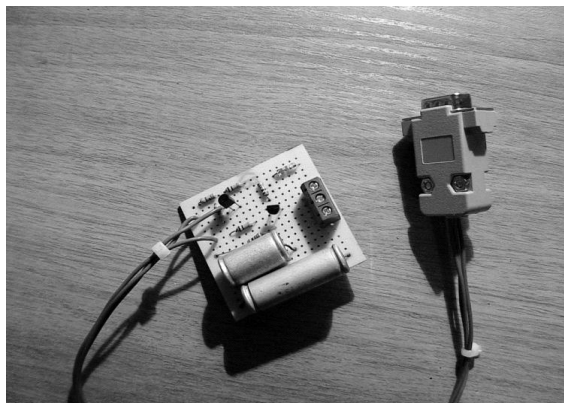
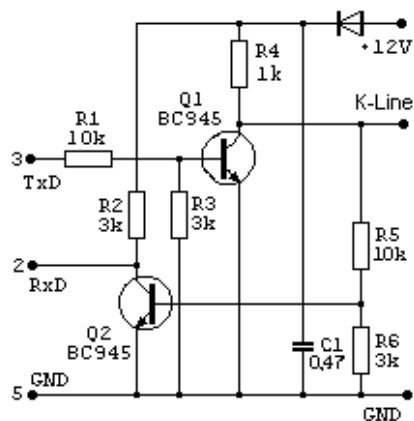


Рис. 2

Диод, защищающий схему от переплюсовки и должен быть с минимальным падением напряжения, например, диод Шоттки. Номинал резистора R4 подбирается в пределах 510 Ом - 1 КОм, замеряя ток между K-Line и общим проводом в пределах 15-20 mA. Основная проблема адаптеров такого типа - транзистор передающий сигнал от K-линии на компьютер (Q1 на приведенной схеме) медленно закрывается, что вызывает необходимость подбора резисторов для предотвращения перенасыщения транзистора. В противном случае фронт сигнала сильно запаздывает, что приводит к отсутствию связи [2].

Эксперимент показал, что данный адаптер успешно работает, диагностируя все системы - от Микаса до Bosch MP7 и со всеми программами - загрузчиками блоков Январь 5.1.

Программы. Существует три основных типа программ: первый тип для диагностики двигателя и его систем; для настройки двигателя. На рис. 3 представлена программа диагностики, причем есть возможность менять часть параметров на работающем двигателе.

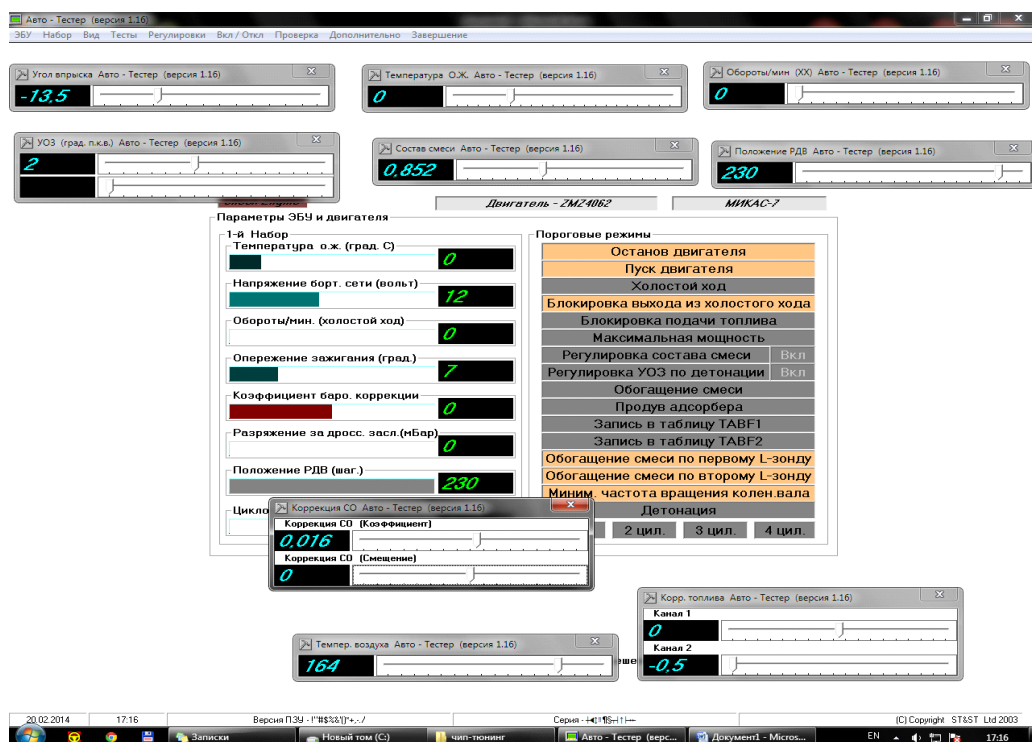


Рис.3

Программы такого типа позволяют считывать обороты двигателя, расход воздуха, расход топлива, напряжение в сети, угол опережения зажигания, угол начала впрыска, положение дроссельной заслонки, наличие детонации, сигналы на АЦП контроллера и множество других. Так же они позволяют сделать тесты разгона или механических потерь двигателя; проверить работоспособность форсунок без их снятия, работоспособность бензонасоса и датчиков системы управления.

Второй тип - это программы загрузчики. Они позволяют считывать данные с Flash памяти и EEPROM памяти. В EEPROM памяти, в зависимости от типа блока управления, могут храниться данные адаптации двигателя, код ключа иммобилазера. Во Flash-памяти находится сам алгоритм расчета зажигания и топливоподачи, а так же и карты калибровок. Некоторые программы позволяют на контроллере во flash память загрузить две

«прошивки». Не все контроллеры поддерживают данную функцию. Но на Микасе 7,1 переключение осуществляется подачей +12 вольт на 54 разъем контроллера. На некоторых контроллерах, например на Январь 5,1 переключение осуществляется замыканием 52 разъема на массу. Создать два режима управление двигателем возможно, если физический объем flash памяти позволяет хранить две программы. Принцип работы следующий: в саму программу управления двигателем добавляется опрос порта контроллера, и если на данный порт подается +12 вольт (Микас 7,1) то старший бит FLASH переключает первую область на вторую и происходит переключение на вторую программу. Если питания нет, то подключена первая область и соответственно работает первая программа. Обычно это необходимо, если на автомобиле установлено газовое оборудование, и для него необходимо установить более раннее зажигание. Благодаря такой возможности контроллера двигатель работает оптимально на двух видах топлива: на газу и на бензине.

Третий тип программ работает непосредственно с данными, полученными из Flash памяти. Некоторые позволяют менять алгоритм расчета состава смеси, а некоторые всего лишь менять карты калибровок. Карты представляют собой матрицы значений. В них записаны зависимость одного параметра от другого. Например, самая простая матрица – зависимость коэффициента топливоподачи от температуры двигателя. Если два параметра зависят от одного, то матрица имеет вид 16×16 , причем по диагонали записывается один из параметров. Примером может послужить еще один коэффициент состава смеси, который зависит от оборотов коленчатого вала и от циклового наполнения цилиндров смесью (Рис.4). На этом рисунке представлен скриншот программы, графически отображающий таблицы калибровок.

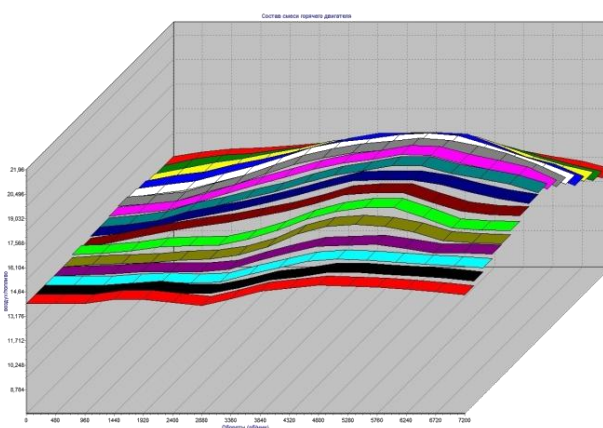


Рис. 4

У каждого типа из перечисленных программ существуют как коммерческие версии, так и бесплатные.

Коммерческие версии стоят дорого. Недостатком бесплатных программ является ограниченность функций, либо поддержка только устаревших протоколов.

Тестовая версия программы диагностики. В процессе исследования проблемы, было решено создать собственную программу диагностики. На данном этапе создано тестовое консольное приложение на языке C# для Микас 7.1 обмен данными осуществляется по протоколу ISO 9141.

Программа позволяет запрашивать следующие параметры: тип блока управления, наличие детонации, напряжение бортовой сети, температура охлаждающей жидкости, частота вращения коленчатого вала.

Передача данных по протоколу осуществляется следующим образом:

Обмен с ЭБУ происходит путем отправки сообщений следующего формата:

[код команды]	[параметр(ы)]	[контрольная сумма]	[0x0D]
(тело сообщения)	(контрольная информация)	(Конец посылки)	

Число байтов в сообщении регламентируется только форматом команды и в заголовке сообщения не отражается.

Ответное сообщение имеет вид:

[возвращаемые параметры или код завершения команды]	[контрольная сумма]	[0x0D]
(тело сообщения)	(Контрольная информация)	(Конец посылки)

В случае двухбайтовых параметров первым передается младший байт. Контрольная сумма всегда представляется в виде одного байта. Значение этого байта равно дополнению до 0 суммы всех байт тела сообщения без учета переполнения.

Множественные команды. В зависимости от способа синхронизации с работой ПО ЭБУ, множественные команды делятся на команды первого и второго уровня.

Команды первого уровня не синхронизированы с вращением КВ двигателя и посылают данные из блока циклически. Время передачи списка команд определяется количеством команд и режимом работы двигателя. Команды второго уровня синхронизированы с вращением КВ и позволяют получать данные в заданном такте двигателя. Количество параметров в списке ограничено скоростью передачи [3].

Принцип работы. Для начала диагностики необходимо проверить тип блока управления. Согласно протоколу для запроса необходимо отправить байт 0x01, а блок управления должен прислать ответное сообщение, содержащее байт 0x0A. Кадр запроса типа ЭБУ выглядит следующим образом: 0x01 0xFF 0x0D, где второй байт – контрольная сумма, а третий обозначает конец посылки.

В дальнейшем планируется дорабатывать программу в следующих направлениях: диагностика большего числа параметров, настройка работающего двигателя, тесты разгона торможения двигателя и автомобиля, возможность оценки механических потерь двигателя; моста и коробки передач, поддержка большего числа протоколов, в том числе и CAN, который используется на большинстве современных автомобилей.

Выводы: в ходе выполнения работы, была изучена система распределенного впрыска топлива, были рассмотрены распространенные самые распространенные варианты диагностического оборудования, рассмотрены типы программ для работы с ЭБУ, была создана тестовая программа диагностики, реализующая протокол обмена данными ISO 9141.

Список литературы

Интернет-аукцион – Диагностический адаптер [Электронный ресурс]. URL: <http://krsk.24au.ru/2181900> (дата обращения 11.03.2014).

K-Line. Диагностический адаптер [Электронный ресурс]. URL: <http://chiptuner.ru/content/kline/> (дата обращения 10.02.2014).

Гуляев А. Описание протокола взаимодействия с ЭБУ Микас 5.4 и 7.1. [Электронный ресурс]. URL: http://www.gazclub.ru/faq/?mess_id=671 (дата обращения 15.02.2014).

Электронная энциклопедия Википедия [Электронный ресурс]. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Инжекторная_система_подачи_топлива (дата обращения 15.02.2014).

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА РЕШЕНИЯ ПРЯМОЙ ЗАДАЧИ КИНЕМАТИКИ ДЛЯ МАНИПУЛЯТОРА ГЬЮ-СТЮАРТА ТИПА 6-6

Лапиков Антон Леонидович¹

¹ассистент

e-mail: ¹anton.lapikov@inbox.ru

В работе рассмотрены структурные особенности манипуляторов Гью-Стюарта типа 6-3 и типа 6-6. Разобраны основные положения метода решения прямой задачи кинематики, базирующегося на определении аналитического уравнения плоскости подвижной платформы. Показана возможность применения метода для манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6.

Ключевые слова: Платформа Гью-Стюарта, прямая задача кинематики, механизмы параллельной кинематики

RESEARCH ON APPLICABILITY OF THE METHOD OF DIRECT KINEMATIC PROBLEM SOLUTION FOR STEWART-GOUGH PLATFORM, TYPE 6-6

Lapikov Anton¹

¹Assistant

e-mail: ¹anton.lapikov@inbox.ru

In the paper, structural properties of Stewart-Gough platform of the types 6-3 and 6-6 were analyzed. Basic framework of the method for solution of direct kinematic problem, based on the determination of analytical equation of the moving platform plane, was examined. The possibility for the use of this method for the Stewart-Gough platform of the type 6-6 was shown.

Keywords: Stewart-Gough platform, direct kinematic problem, mechanisms of parallel structure

Введение. Исследование многосекционных манипуляторов, построенных на параллельных структурах, требует решения ряда взаимосвязанных задач структурного синтеза, параметрического синтеза и синтеза сис-

тем автоматического управления. Эффективным подходом к получению комплексного решения вышеуказанных задач может являться система поддержки принятия решений (СППР), концепция которой заложена в статье [1]. Система предполагает возможность использования геометрически подобного 3D-прототипа в качестве объекта проведения исследований, однако создание такого прототипа требует разработки ряда обобщенных моделей, описывающих структуру и поведение манипулятора в целом. Среди этих моделей можно выделить две большие группы, а именно соотношения, описывающие кинематику и динамику манипулятора.

Решение прямой задачи кинематики, состоящее в нахождении положения и ориентации подвижной платформы манипулятора при известных обобщенных координатах, является важным этапом при кинематическом анализе любого манипулятора. Решение прямой задачи кинематики не имеет четко формализованного аппарата, как следствие для класса платформенных механизмов существует большое число различных подходов к ее решению, подробный анализ которых представлен в статье [3]. По формальному признаку большинство этих подходов можно подразделить на две группы. Первая группа использует аппарат векторной алгебры: положение и ориентация платформы выражаются через орты подвижной системы координат, которые определяются с помощью векторов, соединяющих основание и подвижную платформу [4-7], или через составляющие матрицы поворота [8-9]. Второй подход к решению задачи основан на применении геометрических соотношений, при этом сам манипулятор рассматривается как сложная пространственная конструкция [10-12].

Несмотря на разнообразие методов, решение прямой задачи кинематики для платформенного манипулятора Гью-Стюарта сводится к решению системы из девяти нелинейных уравнений, требующих априорного знания большого числа параметров, связанных с конструктивными особенностями манипулятора, расположением шарниров и т.п. Для решения системы уравнений применяются численные методы. Результаты исследования, представленные в работе [13], показывают, что для манипулятора стандартной конфигурации эта система может иметь вплоть до 40 различных решений.

Данная статья посвящена анализу возможности применения метода решения прямой задачи кинематики, базирующегося на вычислении аналитического уравнения плоскости, к платформенному механизму Гью-Стюарта типа 6-6 [2]. Метод был разработан для платформенного манипулятора Гью-Стюарта типа 6-3 [2] и показал свою эффективность. Несмотря на универсальность математических преобразований, использованных при разработке указанного метода, применимость метода к другим кинематическим схемам требует дополнительных исследований. Данный вопрос требует проработки, поскольку, строго говоря, метод зависит от конструк-

тивных особенностей манипулятора и не может быть перенесен на другую конструкцию без внесения ряда изменений.

Структура манипуляторов Гью-Стюарта типа 6-3 и 6-6. Структура платформенного манипулятора Гью-Стюарта типа 6-3 приведена на рис. 1. Манипулятор состоит из двух платформ, соединенных между собой телескопическими штангами. Полагаем, что платформы представляют собой идеальные диски радиусами R и r для основания и подвижной платформы соответственно. Штанги крепятся к платформам с помощью сферических шарниров. Шарниры основания лежат в плоскости основания в вершинах правильного шестиугольника с радиусом R . Шарниры подвижной платформы лежат в плоскости подвижной платформы в вершинах правильного треугольника с радиусом r . Неподвижная система координат связана с основанием, и ее начало отсчета лежит в центре правильного шестиугольника $ABCDEF$ (рис. 1). Подвижная система координат связана с подвижной платформой, и ее начало отсчета лежит в центре правильного треугольника abc (рис. 1).

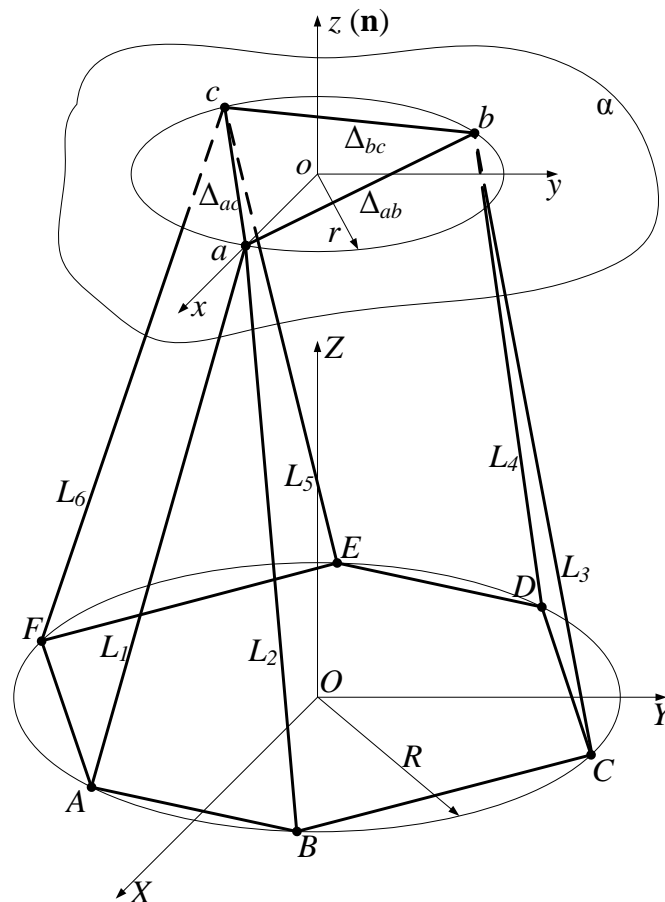


Рис. 1

Платформенный манипулятор Гью-Стюарта типа 6-6 [2], редуцированной моделью которого является платформенный манипулятор типа 6-3, обладает весьма сложной конструкцией. Его структура приведена на рис. 2. Манипулятор состоит из двух платформ, соединенных между собой

телескопическими штангами. Так как работа по большей части посвящена математическому моделированию, то для общности исследования будем придерживаться тех же допущений, которые были определены для манипулятора типа 6-3, что платформы представляют собой идеальные диски радиусами R и r для основания и подвижной платформы соответственно. Штанги крепятся к платформам с помощью сферических шарниров. Шарниры основания лежат в плоскости основания в вершинах правильного шестиугольника с радиусом R . Существенным различием в конструкции представляется тот факт, что для манипулятора типа 6-6 на подвижной платформе расположено шесть шарниров. Шарниры подвижной платформы лежат в плоскости подвижной платформы в вершинах правильного шестиугольника с радиусом r . Неподвижная система координат связана с основанием, и ее начало отсчета лежит в центре правильного шестиугольника $ABCDEF$ (рис. 2). Подвижная система координат связана с подвижной платформой, и ее начало отсчета лежит в центре правильного шестиугольника $abcdef$ (рис. 2).

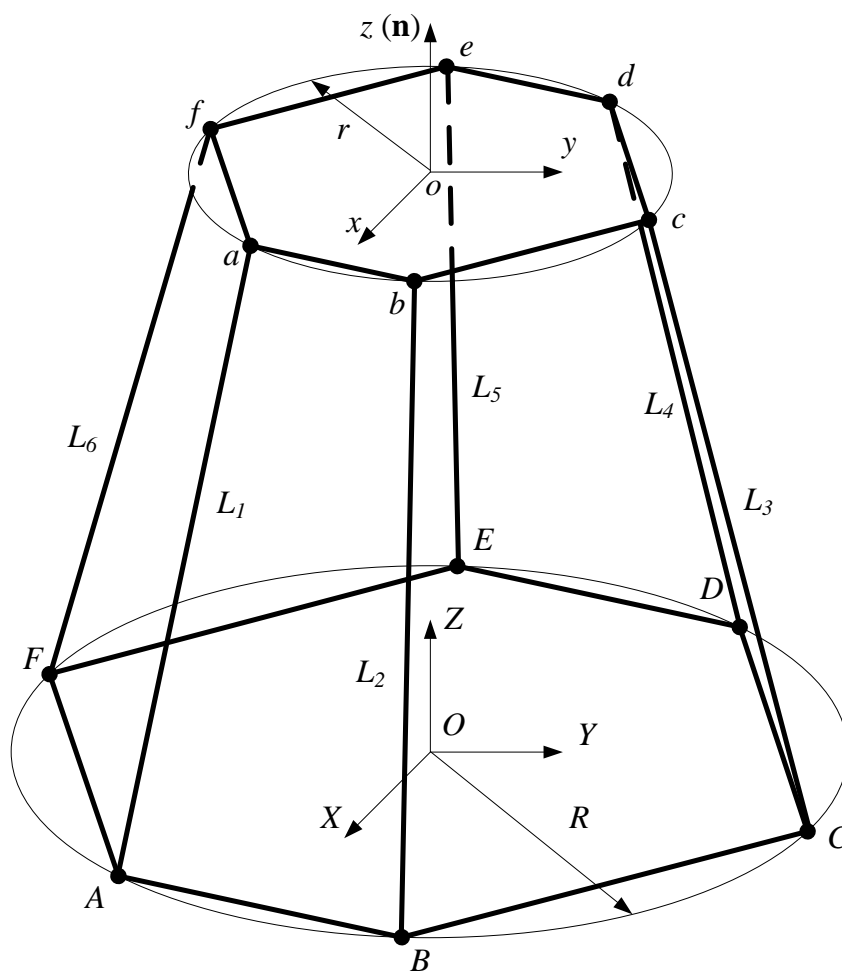


Рис. 2

Основные положения метода решения прямой задачи кинематики с использованием аналитического уравнения плоскости. С точки зрения структуры СППР, любой платформенный манипулятор может быть рассмотрен как частный случай многосекционного манипулятора параллельной кинематики, состоящего из одной секции. В связи с этим соотношения для решения задач исследования первоначально выводятся для односекционных манипуляторов и в последующем будут обобщены на многосекционные манипуляторы. При исследовании платформенных манипуляторов параллельной кинематики в качестве обобщенных координат обычно выбирают значения длин телескопических штанг, соединяющих основание и подвижную платформу манипулятора. Манипуляторы Гью-Стюарта типа 6-3 и типа 6-6 характеризуются вектором обобщенных координат $\mathbf{L} = [L_1 \ L_2 \ \dots \ L_n]$, размерность которого равна 6 [2]. Положение и ориентацию платформы определяет вектор $\mathbf{X} = [x_o \ y_o \ z_o \ \alpha \ \beta \ \gamma]$, где x_o, y_o, z_o – декартовы координаты центра подвижной платформы, а α, β, γ – тройка углов, которая однозначно определяет ориентацию системы координат подвижной платформы относительно системы координат основания. В качестве тройки углов, задающих вид матрицы поворота, могут быть использованы углы Эйлера.

В основе предлагаемого метода решения прямой задачи кинематики для платформы Гью-Стюарта лежит определение аналитического уравнения плоскости подвижной платформы. В связи с тем, что метод был предложен для манипулятора типа 6-3, основные положения метода разбираются именно для этого манипулятора.

Для отыскания аналитического уравнения плоскости платформы используем координаты трех точек, лежащих в этой плоскости. В качестве таких точек выступают точки a, b, c крепления шарниров к подвижной платформе (рис. 1). Подставляя координаты шарниров в уравнение плоскости, получаем выражение для искомой плоскости

$$\begin{vmatrix} x - x_a & x_b - x_a & x_c - x_a \\ y - y_a & y_b - y_a & y_c - y_a \\ z - z_a & z_b - z_a & z_c - z_a \end{vmatrix} = 0, \quad (1)$$

где $a(x_a \ y_a \ z_a)$, $b(x_b \ y_b \ z_b)$, $c(x_c \ y_c \ z_c)$ – координаты соответствующих шарниров подвижной платформы.

Евклидовы расстояния между шарнирами нижней и верхней платформ, то есть длин штанг, определяют выражения (рис. 1)

$$(x_a - x_A)^2 + (y_a - y_A)^2 + (z_a - z_A)^2 = L_1^2, \quad (2)$$

$$(x_a - x_B)^2 + (y_a - y_B)^2 + (z_a - z_B)^2 = L_2^2, \quad (3)$$

$$(x_b - x_C)^2 + (y_b - y_C)^2 + (z_b - z_C)^2 = L_3^2, \quad (4)$$

$$(x_b - x_D)^2 + (y_b - y_D)^2 + (z_b - z_D)^2 = L_4^2, \quad (5)$$

$$(x_c - x_E)^2 + (y_c - y_E)^2 + (z_c - z_E)^2 = L_5^2, \quad (6)$$

$$(x_c - x_F)^2 + (y_c - y_F)^2 + (z_c - z_F)^2 = L_6^2. \quad (7)$$

Здесь L_i , $i=1..6$ – обобщенные координаты манипулятора (длины штанг), $x_A, y_A, z_A, x_B, y_B, z_B, x_C, y_C, z_C, x_D, y_D, z_D, x_E, y_E, z_E, x_F, y_F, z_F$ – известные координаты шарниров основания, выражаемые через радиус основания.

Расстояния между шарнирами на подвижной платформе подчиняются уравнениям

$$(x_a - x_b)^2 + (y_a - y_b)^2 + (z_a - z_b)^2 = \Delta_{ab}^2, \quad (8)$$

$$(x_a - x_c)^2 + (y_a - y_c)^2 + (z_a - z_c)^2 = \Delta_{ac}^2, \quad (9)$$

$$(x_b - x_c)^2 + (y_b - y_c)^2 + (z_b - z_c)^2 = \Delta_{bc}^2, \quad (10)$$

где $\Delta_{ab}, \Delta_{ac}, \Delta_{bc}$ – расстояние между шарнирами подвижной платформы (рис. 1).

Уравнения (2)-(10) представляют собой систему из девяти нелинейных уравнений с девятью неизвестными $x_a, y_a, z_a, x_b, y_b, z_b, x_c, y_c, z_c$, которые определяют координаты шарниров a, b, c , лежащих в плоскости подвижной платформы.

Определив координаты шарниров, координаты x_o, y_o, z_o центра описанной вокруг треугольника abc окружности можно найти как

$$x_o = \frac{x_a + x_b + x_c}{3},$$

$$y_o = \frac{y_a + y_b + y_c}{3},$$

$$z_o = \frac{z_a + z_b + z_c}{3}.$$

Используя полученные соотношения, сформируем вектор переноса $\mathbf{p} = (x_o \quad y_o \quad z_o)^T$ для матрицы однородного преобразования.

Преобразуем уравнение плоскости (1) к каноническому виду

$$Ax + By + Cz + D = 0,$$

где коэффициенты канонического уравнения плоскости могут быть получены из уравнения (1) и равны

$$A = (y_b - y_a)(z_c - z_a) - (y_c - y_a)(z_b - z_a),$$

$$B = (x_c - x_a)(z_b - z_a) - (x_b - x_a)(z_c - z_a),$$

$$C = (x_b - x_a)(y_c - y_a) - (x_c - x_a)(y_b - y_a),$$

$$D = -Ax_a - By_a - Cz_a.$$

Тогда вектор нормали \mathbf{n} к искомой плоскости (ось oz системы координат подвижной платформы) определяют направляющие косинусы

$$\cos \alpha_{oz} = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}},$$

$$\cos \beta_{oz} = \frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}},$$

$$\cos \gamma_{oz} = \frac{C}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}}.$$

Аналогично направляющие косинусы осей координат ox , oy равны соответственно

$$\cos \alpha_{ox} = \frac{x_a - x_o}{\sqrt{(x_a - x_o)^2 + (y_a - y_o)^2 + (z_a - z_o)^2}},$$

$$\cos \beta_{ox} = \frac{y_a - y_o}{\sqrt{(x_a - x_o)^2 + (y_a - y_o)^2 + (z_a - z_o)^2}},$$

$$\cos \gamma_{ox} = \frac{z_a - z_o}{\sqrt{(x_a - x_o)^2 + (y_a - y_o)^2 + (z_a - z_o)^2}},$$

$$\cos \alpha_{oy} = \cos \gamma_{oz} \cos \beta_{ox} - \cos \beta_{oz} \cos \gamma_{ox},$$

$$\cos \beta_{oy} = \cos \gamma_{oz} \cos \alpha_{ox} - \cos \alpha_{oz} \cos \gamma_{ox},$$

$$\cos \gamma_{oy} = \cos \alpha_{oz} \cos \beta_{ox} - \cos \beta_{oz} \cos \alpha_{ox}.$$

Тогда матрица поворота для матрицы однородного преобразования примет вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{ox} & \cos \alpha_{oy} & \cos \alpha_{oz} \\ \cos \beta_{ox} & \cos \beta_{oy} & \cos \beta_{oz} \\ \cos \gamma_{ox} & \cos \gamma_{oy} & \cos \gamma_{oz} \end{bmatrix},$$

Положение и ориентацию подвижной платформы (решение прямой задачи кинематики) представим в виде матрицы однородного преобразования

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{ox} & \cos \alpha_{oy} & \cos \alpha_{oz} & x_o \\ \cos \beta_{ox} & \cos \beta_{oy} & \cos \beta_{oz} & y_o \\ \cos \gamma_{ox} & \cos \gamma_{oy} & \cos \gamma_{oz} & z_o \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Исследование возможности применения метода для манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6. Как отмечалось выше, предложенный метод зави-

сит от конструктивных особенностей манипулятора. Для предотвращения роста числа необходимых уравнений в системе, связанных с количеством задействованных шарниров, необходимо придерживаться следующей структуры системы: три уравнения описывают расстояние между шарнирами в плоскости подвижной платформы, и оставшиеся шесть уравнений определяют обобщенные координаты манипулятора. В случае платформы Гью-Стюарта типа 6-3 такая структура системы обеспечена за счет допущения о том, что две штанги крепятся к одному шарниру со стороны подвижной платформы (рис. 1). Для платформы типа 6-6 подобное недопустимо.

Если рассмотреть уравнения (2)-(7), то в них должны фигурировать известные координаты шарниров основания и неизвестные координаты шарниров, расположенных на подвижной платформе. Поскольку у манипулятора типа 6-6 на подвижной платформе находится шесть шарниров, то необходимо либо строить восемнадцать уравнений, либо выразить координаты трех шарниров через координаты трех других шарниров. Если подобное возможно, то метод может быть применен без изменений.

Рассмотрим подвижную платформу манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6, приведенную на рис. 3.

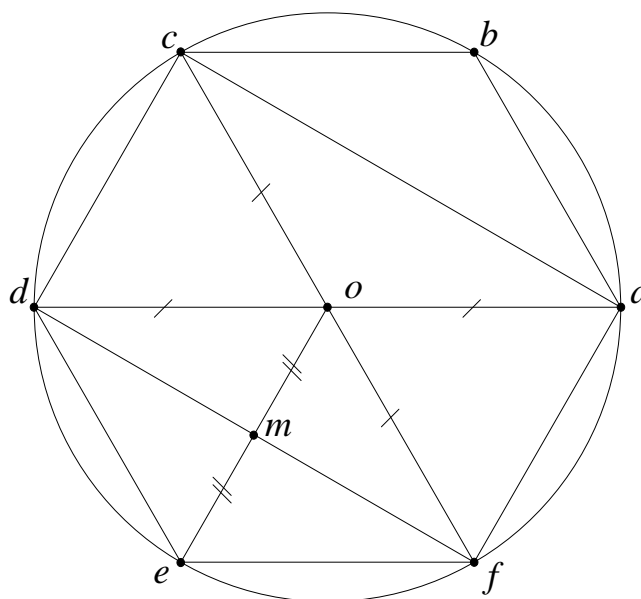


Рис. 3

Выберем три точки, ассоциированные с шарнирами манипулятора, например $a(x_a, y_a, z_a)$, $c(x_c, y_c, z_c)$ и $d(x_d, y_d, z_d)$. Воспользуемся тем, что шарниры расположены в вершинах правильного шестиугольника $abcdef$. Исходя из того, что вершины правильного шестиугольника равноудалены от его центра, координаты центральной точки $o(x_o, y_o, z_o)$ могут быть найдены как

$$x_o = \frac{x_a + x_d}{2}, \quad y_o = \frac{y_a + y_d}{2}, \quad z_o = \frac{z_a + z_d}{2}.$$

Опираясь на то же положение, можно выразить координаты точки $f(x_f, y_f, z_f)$ через точки $c(x_c, y_c, z_c)$ и $o(x_o, y_o, z_o)$

$$x_f = x_a + x_d - x_c, \quad y_f = y_a + y_d - y_c, \quad z_f = z_a + z_d - z_c \quad (11)$$

Для нахождения координат точек $e(x_e, y_e, z_e)$ и $b(x_b, y_b, z_b)$ необходимо определить координаты точки $m(x_m, y_m, z_m)$, являющейся точкой пересечения диагоналей в ромбе *dofe*. Известно, что точка пересечения диагоналей ромба делит их пополам. Тогда координаты точки $m(x_m, y_m, z_m)$ равны

$$x_m = x_d + \frac{x_a - x_c}{2}, \quad y_m = y_d + \frac{y_a - y_c}{2}, \quad z_m = z_d + \frac{z_a - z_c}{2}.$$

Воспользовавшись свойствами ромба и правильного шестиугольника, выразим координаты шарниров $e(x_e, y_e, z_e)$ и $b(x_b, y_b, z_b)$ как

$$x_e = \frac{3x_d + x_a - 2x_c}{2}, \quad y_e = \frac{3y_d + y_a - 2y_c}{2}, \quad z_e = \frac{3z_d + z_a - 2z_c}{2}. \quad (12)$$

$$x_b = \frac{x_a + 2x_c - x_d}{2}, \quad y_b = \frac{y_a + 2y_c - y_d}{2}, \quad z_b = \frac{z_a + 2z_c - z_d}{2}. \quad (13)$$

Соотношения (11)-(13) показывают возможность выражения координат одних шарниров через координаты других, а значит, предложенный метод может быть применен к манипулятору Гью-Стюарта типа 6-6 без внесения изменений.

Вывод. В работе рассмотрены структурные особенности манипуляторов Гью-Стюарта типа 6-3 и типа 6-6. Разобраны основные положения метода решения прямой задачи кинематики, базирующегося на определении аналитического уравнения плоскости подвижной платформы. Показана возможность применения метода для манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6. Дальнейшее исследование будет направлено на вывод математических соотношений для решения прямой задачи кинематики манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6.

Список литературы

1. Пащенко В.Н. Концептуальная модель автоматизированного синтеза многосекционных манипуляторов, основанных на параллельных структурах. // Инженерный журнал: наука и инновации. Электрон. журн. 2013, № 8. Режим доступа: <http://engjournal.ru/catalog/pribor/robot/986.html> (Дата обращения 20.12.2013)
2. Merlet J.P. Parallel Robots. Solid mechanics and its applications – Springer., 2006.394 с.

3. *Jakobovic D., Budin L.* Forward Kinematics of a Stewart Platform Mechanism. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.zemris.fer.hr/~yeti/download/ines2002.pdf> (Дата обращения 20.12.2013)
4. *Cruz P., Ferreira R., Sequeira J. S.* Kinematic modeling of Stewart-Gough platforms. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://users.isr.ist.utl.pt/~ricardo/publications/icinco2005.pdf> (Дата обращения 20.12.2013)
5. *Lee T.-Y., Shim J.-K.* Elimination-Based Solution Method for the Forward Kinematics of the General Stewart-Gough Platform. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www-sop.inria.fr/coprin/EJCK/Vol1-1/24_Lee_Shi.pdf (Дата обращения 20.12.2013)
6. *Lee T.-Y., Shim J.-K.* Algebraic Elimination-Based Real-Time Forward Kinematics of the 6-6 Stewart Platform with Planar Base and Platform. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www.ent.mrt.ac.lk/iml/paperbase/ICRA_CDs/ICRA2001/PDFFILES/PAPERS/ICRA_PAPERS/I0271.pdf (Дата обращения 20.12.2013)
7. *Bonev I.A., Ryu J.* A new method for solving the direct kinematics of general 6-6 Stewart Platforms using three linear extra sensors. // Mechanism and Machine Theory. 2000. Т. 35. с. 423-436.
8. *Dasgupta B., Mruthyunjaya T.S.* A Canonical Formulation of the Direct Position Kinematics Problem for a General 6-6 Stewart Platform. // Mech. Mach. Theory. 1994. Т. 29, № 6. с. 819-827.
9. *Wang Q.* Closed form direct kinematics of a class of Stewart platform [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.nt.ntnu.no/users/skoge/pros/ceedings/ifac2002/data/content/00906/906.pdf> (Дата обращения 20.12.2013)
10. *Song S.-K., Kwon D.-S.* New Direct Kinematic Formulation of 6 D.O.F Stewart-Gough Platforms Using the Tetrahedron Approach. // Transactions on Control, Automation and Systems Engineering. 2002. Т. 2, № 1.
11. *Zarkandi S., Esmaili M.R.* Direct position kinematics of a three revolute-prismatic-spherical parallel manipulator. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www.arpapress.com/Volumes/Vol7Issue1/IJRRAS_7_1_13.pdf (Дата обращения 20.12.2013)
12. *Husty M.L.* An algorithm for Solving the Direct Kinematics of General Stewart-Gough Platforms. // Mechanism and Machine Theory. 1996. Т. 31. с. 365-380.
13. *Dietmaier P.* The Stewart-Gough platform of general geometry can have 40 real postures // Advances in Robot Kinematics: Analysis and Control. 1998. с. 1-10.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ ВИБРАЦИОННЫХ ИСПЫТАНИЙ: ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ И ИХ СОДЕРЖАНИЕ

Нэй Тве¹, М.А. Петровичев²

¹аспирант, аспирант; ²ассистент, ассистент

e-mail: ¹naythway1984@gmail.com; ²tabblif@yandex.ru

В данной статье рассмотрено основные этапы и их содержание проектирования систем вибрационных испытаний. Рассмотрена задача синтеза и сведение ее к задаче минимизации через полиномы Лежандра. Авторы предлагают новый способ решения задачи синтеза регуляторов САУ.

Ключевые слова: *синтез регуляторов, полиномы Лежандра, Вольтерра 1 рода*

DESIGN OF SYSTEMS OF VIBRATION TESTS: MAIN STAGES AND THEIR CONTENTS

Nay Thway¹, Petrovichev Maksim Aleksandrovich²

¹Postgraduate student, postgraduate student; ²Assistant, assistant

e-mail: ¹naythway1984@gmail.com; ²tabblif@yandex.ru

In this article it is considered the main stages and their content of design of systems of vibration tests. The problem of synthesis and its data to a problem of minimization through Legendre's polynoms is considered. Authors offer a new way of the solution of a problem of synthesis of SAU regulators.

Keywords: *synthesis of regulators, Legendre's polynoms, Voltaire of 1 sort*

1. Общее положения

Важным этапом формирования качества изделий являются их испытания. Испытываются как новые изделия, которые только готовятся к производству, так и серийно выпускаемые. Однако, если изделие окажется созданным и запущенным в серию прежде, чем пройдет полный объем испытаний, то в результате оно не только будет требовать весьма значительных расходов при любых конструктивных изменениях, но и будет менее надежным, менее экономичным. Поэтому успешное выполнение задач, свя-

занных с повышением качественного уровня продукции, неразрывно связано с созданием высококлассного отечественного испытательного оборудования и, в частности, систем вибрационных нагружений (СВН).

Среди разнообразных испытаний на воздействие окружающей среды, которым подвергаются исследуемые образцы изделий, одними из важнейших являются вибрационные испытания. Они позволяют воспроизводить сложное вибрационное состояние, имеющее место в условиях реальной работы приборов и машин. Такие испытания позволяют значительно экономить время и средства при создании новой техники.

Актуальность задачи испытания изделий на воздействие вибраций можно проиллюстрировать следующими данными.

В группе из 1990 изделий самолетного электронного и электрического оборудования военного назначения 22% отказов были вызваны воздействием вибраций и ударной нагрузкой. В группе же из 2600 изделий гидравлического и пневмогидравлического оборудования военного назначения 41% отказов были вызваны действием вибраций. Таким образом, действие вибрационного нагружения на конструкции, аппаратуру и ее элементы снижает надежность изделий, а в некоторых случаях приводит к катастрофическим исходам.

С повышением сложности изделий и выполняемых ими функций имеет место стремление к организации стендовых испытаний, целью которых является имитация не только эксплуатационного режима, но и выяснение принципиальных вопросов накопления повреждений и эквивалентности режимов. В связи с этим при испытаниях изделий могут использоваться различные специальные нагрузки, в том числе и форсированные.

В последние годы выполнено большое число работ, посвященных вопросам исследования систем управления вибрационными испытательными установками. Особое внимание при этом уделялось автоматическим системам управления, позволяющим воспроизводить широкополосные случайные вибрации. Это связано с тем, что именно такие системы позволяют наиболее адекватно имитировать в лабораторном эксперименте условия эксплуатации изделий.

Разработка математического аппарата, на базе которого можно было бы создать алгоритмическое и программное обеспечение для цифровой системы управления СВН, позволяющей имитировать реальные вибрационные нагружения, действующие на изделия в условиях эксплуатации. Необходимость в создании такой системы продиктована требованием реализации расчетных и ускоренных экспериментальных методов оценки и прогнозирования надежности изделий, относящихся к сложным электронно-механическим системам, с целью устранения дорогостоящих и длительных экспериментальных проверок.

Системы вибрационных испытаний изделий (например, летательных аппаратов и их технических средств и др.) относятся к классу сложных систем.

Фото для испытания изделий на многокомпонентные вибрации

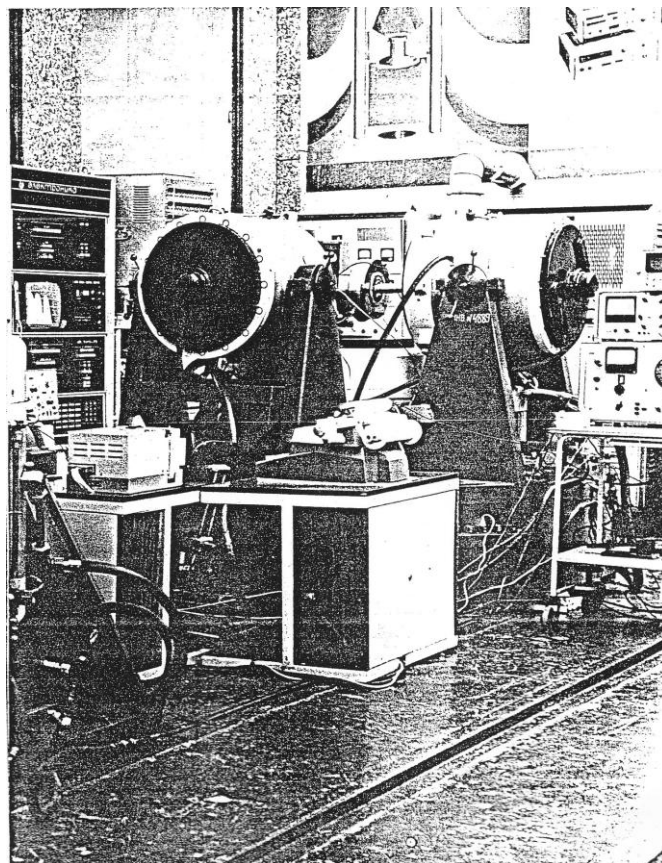


Рис. 1 Многокомпонентная система вибрационных нагрузений

В связи с этим при создании систем вибрационных испытаний (СВИ) реализуются все этапы проектирования сложных систем. Далее рассмотрим их содержание.

2. Разработка аванпроекта

Разработку аванпроекта (предварительное проектирование, технические предложения) обычно относят к стадии научно-исследовательской работы (НИР).

На указанном этапе проектирования обычно решаются следующие задачи:

- 1) изыскание и разработка принципов построения системы, отвечающей заданным требованиям;
- 2) разработка и оптимизация структуры системы по основным критериям, или их совокупности (основной критерий – точность имитации вибраций);

- 3) изыскание и разработка принципов построения технических средств, обеспечивающих создание системы с заданными характеристиками (усилительные устройства, собственно вибратор, датчики и др.);
- 4) изыскание и разработка методов проектирования систем, обеспечивающих достижение заданных характеристик (соответствующие подходы изложены ниже).

Решение перечисленных задач (за исключением второй) обычно относят к категории поисковых работ, целью которых является не только выполнение ближайших по срокам конкретных проектов, но и создание задела для перспективных разработок.

Во многом в аванпроекте сформулированы стратегические позиции проектирования, определяющие точность имитации воздействий. Аванпроект практически определяет процесс проектирования и испытаний создаваемой системы, поскольку:

- на основе масштабного и глубокого анализа главного фактора – принципов построения систем, близких по известным соображениям к создаваемой за рубежом, которые находятся или на стадии изучения и экспериментальных исследований, или уже нашли применение, но относятся к классу закрытых и др., необходимо сделать всесторонне обоснованный выбор конфигурации системы и на следующей стадии приступить к разработке первого варианта структурной схемы системы;
- следующий этап – выбор технических средств, которые обеспечивают создание системы. Осуществляется предварительная «завязка» системы с учетом удовлетворения основных требований технического задания: по точности, надежности, энергопотреблению и др.

Будем полагать, что результатом реализации аванпроекта разработан первый вариант функциональной (рис. 2) и структурной (рис. 3) схем.

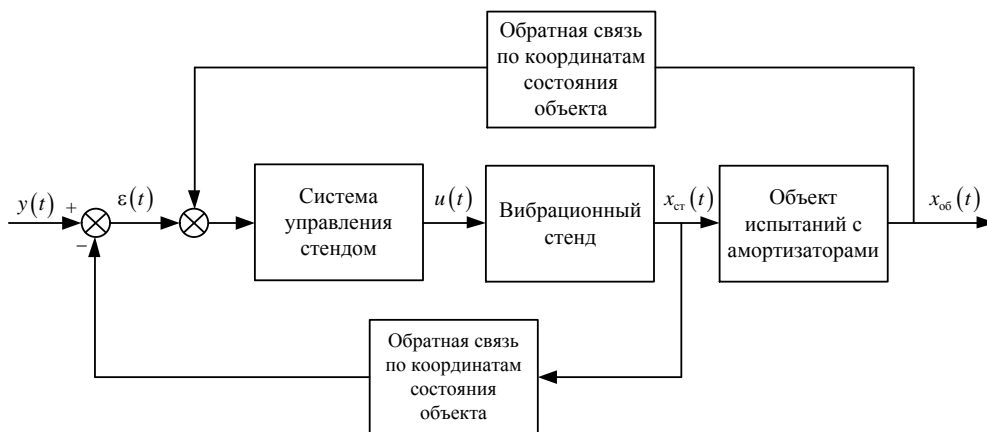
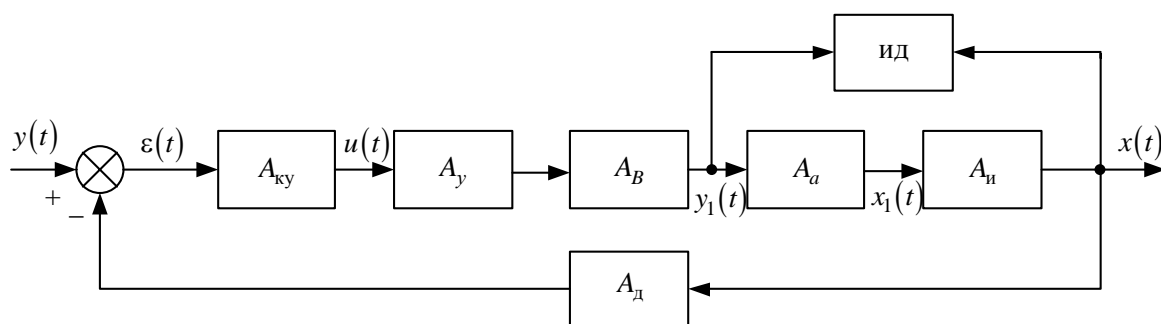


Рис. 2 Обобщенная функциональная схема СВН



ку – корректирующее устройство; y_c – усилитель; B – вибратор
 a – амортизатор; и – изделие; ид – идентификатор; д – датчик
 Рис. 3 К постановке задачи исследования

$A_{кy}$, A_y , A_B , A_a , $A_и$, $A_д$ – операторы регулятора, усилителя, вибратора, амортизатора, изделия; операторы $A_и$, A_a определяется в результате решения задачи идентификации (для каждого изделия с амортизатором необходимо перед реализацией процесса виброиспытаний найти оператор $A_{иa} = A_и A_a$, решая задачу идентификации).

3. Эскизное проектирование

Задачи эскизного проектирования – опытно-конструкторские работы: Практически на всех этапах, а главное – на этапе эскизного проектирования ведутся, работы по структурно-параметрическому уточнению математической модели системы и ее элементов.

Система и подсистемы разбиваются на функциональные части – приборы и блоки и, таким образом, определяется приборный состав системы, включающий как основные составляющие системы, так и вспомогательные.

Если одним из результатов аванпроекта является первый вариант структурной схемы, системы то при эскизном проектировании производится дальнейшее уточнение и конкретизация основных характеристик технических средств и системы в целом, а результатом эскизного проектирования по этой позиции является такой уровень, который позволяет приступить к разработке полной динамической модели системы и к проведению отработки модели и ее программ на математическом имитационном стенде (МИМС) и продолжить исследования на комплексе имитационном стенде СВИ используется для проведения испытаний большого числа изделий с разными динамическими свойствами. Таким образом, для того чтобы СВИ обеспечила высокое качество имитации соответствующих вибрационных нагружений на изделие необходимо:

- построить математическую модель тракта «амортизатор – изделие» например, в форме дифференциального уравнения (ДУ) (задача идентификации);

- полагая, что математические модели всех элементов СВИ (усилитель, вибратор, датчики измерительной системы в обратной связи, тракт «амортизатор–изделие») известны, синтезировать регулятор, т.е. рассчитать параметры p_1, p_2, \dots, p_r , при этом структура регулятора известна – ее задает разработчик с учетом опыта создания других систем подобного назначения.

Решение задачи параметрической идентификации динамических характеристик тракта «амортизатор–изделие». Положим, что тракт «амортизатор–изделие» описывается ДУ вида

$$\sum_{v=0}^{n_n} a_v^n(t) x^{(v)}(t) = \sum_{v=0}^{m_n} b_v^n(t) y_1^{(v)}(t), X^0 = 0 \quad (1)$$

Воспользуемся методом порождающих функции. Введем в рассмотрение порождающую функцию $p_i(t)$ и умножим на эту функцию обе части уравнения (1)

$$\sum_{v=0}^{n_n} a_v^n(t) p_i(t) x^{(v)}(t) = \sum_{v=0}^{m_n} b_v^n(t) p_i(t) y_1^{(v)}(t), X^0 = 0 \quad (2)$$

Последнему уравнению эквивалентно интегральное уравнение Вольтерра 1 рода

$$\int_0^t x(\tau) k_x(t, \tau) d\tau = \int_0^t y_1(\tau) k_y(t, \tau) d\tau. \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_x(t, \tau) &= \sum_{k=0}^{n_n} \frac{(-1)^k}{n_n!} a_k^n \frac{d^k}{d\tau^k} \left[p_i(\tau) (t - \tau)^n \right]; \\ k_y(t, \tau) &= \sum_{k=0}^{m_n} \frac{(-1)^k}{n_n!} b_k^n \frac{d^k}{d\tau^k} \left[p_i(\tau) (t - \tau)^n \right]. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

С учетом (4) зависимость (3) можно переписать в более удобной для инженерных расчетов форме:

$$\sum_{k=0}^{n_n} a_k^n \int_0^T k_x^\phi(t, \tau, p_i(\tau)) x(\tau) d\tau = \sum_{k=0}^{m_n} b_k^n \int_0^T k_y^\phi(t, \tau, p_i(\tau)) y_1(\tau) d\tau \quad (5)$$

где

$$k_x^\phi(t, \tau, p_i(\tau)) = \frac{(-1)^k}{n_n!} \frac{d^k}{d\tau^k} \left[p_i(\tau) (t - \tau)^n \right] = \begin{cases} k_x(t, \tau), & \tau \leq t \left(\sum_{k=0}^{n_n} \right) \\ 0, & \tau > t \end{cases}$$

аналогично для $k_y^\phi(t, \tau, p_i(\tau))$. Если на промежутке $[0, T]$ известны сигналы $x(t)$ и $y_1(t)$, то задавая порождающие функции $p_i(t)$, $i = \overline{0, n_n + m_n + 1}$,

получим необходимое число уравнений для расчета коэффициентов ДУ, при этом полагаем $a_{n_n} = 1$ (все коэффициенты разделим на a_{n_n}).

Решение задачи синтеза регулятора. Положим следующее:

1. Регулятор имеет изменяемые параметры p_1, p_2, p_3 ;
2. Общая передаточная функция замкнутой СВИ имеет вид

$$W(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_9 s^9 + a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

где коэффициенты передаточной функции $a_i, i = \overline{0,9}, b_j, j = \overline{0,2}$ связаны следующими соотношениями с параметрами регулятора

$$b_0 = 73178014;$$

$$b_1 = 73178014 p_3 + 73178014 p_2;$$

$$b_2 = 73178014;$$

$$a_0 = 73178014; a_1 = 73178014 p_3 + 73178014 p_2;$$

$$a_2 = 2857400000 p_3 p_1 + 73178014 p_3 p_2 + 15000000 p_3;$$

$$a_3 = 262909320 p_3 p_1 + 15000000 p_3 p_2 + 128445500 p_3;$$

$$a_4 = 1651577,2 p_3 p_1 + 12844500 p_3 p_2 + 1850386,5 p_3;$$

$$a_5 = 91458,165 p_3 + 1850386,5 p_3 p_2;$$

$$a_6 = 1616,074 p_3 + 91458,165 p_3 p_2;$$

$$a_7 = 9,1623 p_3 + 91458,165 p_3 p_2;$$

$$a_8 = 0,0125 p_3 + 9,16 p_3 p_2;$$

$$a_9 = 0,0125 p_3 p_2.$$

Далее выполняются следующие этапы расчета

Этап 1. Выбор эталонного переходного процесса. Пусть требуется, чтобы переходная характеристика скорректированной следящей системы имела время управления $T_y \leq 5$ с и перерегулирование $\sigma \leq 20\%$. Исходя из этих требований переходной процесс, определяемый следующей зависимостью:

$$h_9(t) = 1 - e^{-0,6t} \cos(0,9t).$$

Этап 2. Построение функционала качества системы. Для построения функционала качества воспользуемся методом порождающих функций. В качестве порождающих функций будем использовать ортонормированные на интервале $[0; 20]$ многочлены Лежандра в искомый функционал включим 3 невязки:

$$\begin{aligned} I(p_1, p_2, p_3) &= \int_0^{T=20} \sum_{i=0}^3 E_i^2(\tau, p_1, p_2, p_3) d\tau = \\ &= -8579571,866 p_3 p_2 p_1 + 104022,85 p_3 + 182823,634 p_2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&+195608,613p_3p_2 - 4376047,203p_3^2p_2p_1 + 92071,869p_3p_2^2 + \\
&+90197,15p_2^2 + 23563,244p_3^2p_2^2 - 8701148,276p_3p_1 + 29166,43p_3^2 + \\
&+204053678,806p_3^2p_2^2 - 4879179,83p_3^2p_1 + 92934,677.
\end{aligned}$$

Этап 3. Минимизация функционала качества по неизвестным параметрам корректирующих устройств. Полученный функционал качества представляет собой функцию 3-х переменных $I(p_1, p_2, p_3)$, минимум который необходимо определить:

$$I(p_1, p_2, p_3) \rightarrow \min_{p_1, p_2, p_3} .$$

Приведем результаты безусловной минимизации функционала:

$$p_1^* = 0,0125; p_2^* = 0,0088; p_3^* = 49,87 .$$

Значение функционала в этой точке $I(p_1^*, p_2^*, p_3^*) = 175,1297$.

Этап 4. Анализ скорректированной системы слежения. График переходной характеристики представлен на рис. 4

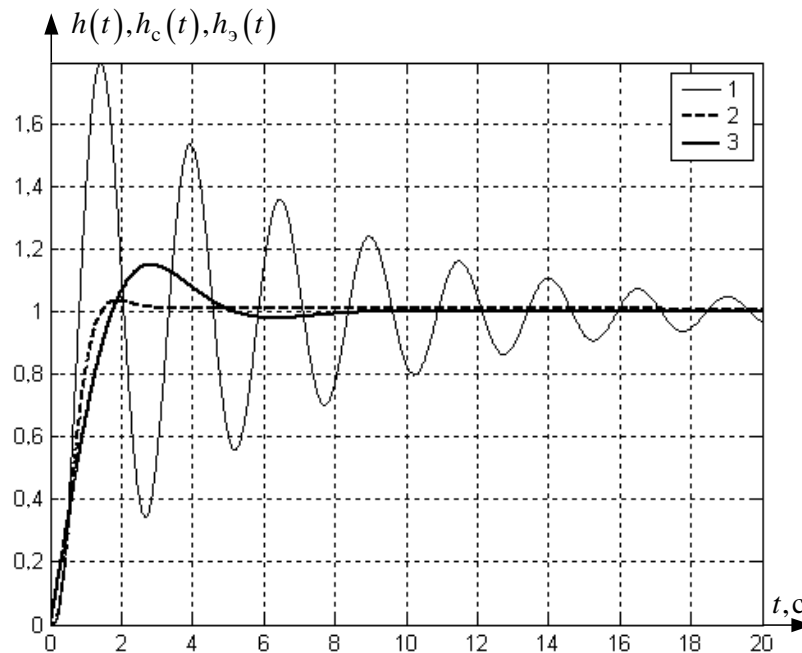


Рис. 4 Переходная характеристика нескорректированной системы (1), эталонной (3) и скорректированной (2)

Перерегулирование составило $\sigma \approx 3,92735$, время переходного процесса $T_y \approx 1,342$.

Список литературы

1. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-и тт.; 2-е изд., перераб. И доп. Т.3: Синтез регуляторов систем автоматического управления / Под ред. *К.А. Пупкова, Н.Д. Егунова*. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.; ил.

ОБ ОДНОЙ МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМОВ С НАСТРАИВАЕМОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ СКОЛЬЖЕНИЯ

Пью Чжо Кхаунг¹, Мышляев Ю.И.²

¹Аспирант; ²Доцент, к.т.н

e-mail: ¹blueheavenn1985@gmail.com; ²uimysh@mail.ru

Введение. В данной работе предложена модификация синтеза адаптивных систем управления на основе настраиваемого скользящего режима с алгоритмами адаптации параметров многообразия скольжения в дифференциальной форме. В работе для классов линейных каскадных объектов представлена общая постановка задачи адаптивного управления в условиях параметрической неопределенности, этапы синтеза, алгоритм изменения коэффициенты усиления релейных элементов, результаты сравнительного анализа базовых и модифицированных алгоритмов.

Метод настраиваемого скользящего режима (НСР). Метод НСР применим к двухкаскадным объектам управления (ОУ), описываемых моделью вида

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_1 &= f_1(\mathbf{x}_1, \xi) + g_1(\mathbf{x}_1, \xi) \cdot \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= f_2(\mathbf{x}, \xi) + g_2(\mathbf{x}, \xi) \cdot \mathbf{u},\end{aligned}\quad (1)$$

где $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^1$ – вектора состояния каскадов и вектор входа, ξ – вектор неизвестных параметров ($\xi \in \Xi$, Ξ – множество неизвестных параметров), $\mathbf{x} = \text{col}\{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2\}$. Предлагается управляемость ОУ. Целю управления (ЦУ) является ограниченность всех траекторий замкнутой системы и достижение целевого неравенства в условиях параметрических неопределенностей.

$$Q(x_1) \leq \Delta_{x_1}, \text{ при } t \geq t_*, \quad (2)$$

где $Q(\mathbf{x}_1): Q(\mathbf{x}_1) > 0, \forall \mathbf{x}_1 \neq 0, Q(0) = 0, \inf Q(\mathbf{x}_1) \rightarrow \infty; \Delta > 0$ – точность; t_* – время достижения. Методика НСР состоит из трех этапов. На первом этапе в условиях полной априорной информации об объекте синтезируется «идеальное» виртуальное управление входным каскадом, обеспечивающее достижение цели управления (2) при полной априорной информации о параметрах выходного каскада. Формируется отклонение многообразий гиперповерхностей в виде невязки между виртуальным выходом выходного каскада и виртуальным управлением. На втором этапе

неизвестные параметры «идеального» виртуального управления заменяются настраиваемыми, и синтезируется алгоритм адаптации. На третьем этапе синтезируется управление, обеспечивающее достижение пересечения многообразий гиперповерхностей. При этом алгоритмы могут гладкую форму или релейную форму (настраиваемый скользящий режим). В алгоритмы входят коэффициенты усиления (γ), которые выбираются из начальных условий состояния объекта и контура адаптации. F. Plestan, Y. Shtessel, V. Bregeault, A. Poznyak (2010 г) в работе [3] предложено для классического скользящего режима использовать изменяющийся коэффициент усиления $\gamma(|\sigma|)$. Данная работа посвящена исследованию возможности использования изменяемых коэффициентов усиления для модификации настраиваемого скользящего режима. В работе рассматривается синтез алгоритмов адаптивного управления на основе класса линейных объектов. приведены результаты синтеза и результаты сравнительного анализа алгоритмов НСР и модифицированных алгоритмов НСР.

Постановка задачи. Рассматривается линейная модель объекта управления (ОУ) в регулярной форме уравнений пространства состояний

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \mathbf{A}_{11}(\xi)x_1 + \mathbf{A}_{12}(\xi)x_{12}, \\ \dot{x}_2 &= \mathbf{A}_{21}(\xi)x_1 + \mathbf{A}_{22}(\xi)x_{12} + \mathbf{B}(\xi)\mathbf{u},\end{aligned}\tag{3}$$

где $x^T = (x_1^T, x_2^T) \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $\xi \in \Xi$ – вектор постоянных параметров ОУ, который по постановке задачи считается неизвестным (Ξ – множество допустимых вариантов значений параметров). ОУ управляем, ($\det B(\xi) \neq 0, \forall \xi \in \Xi$).

Требуется синтезировать класс релейных законов управления \mathbf{u} , не содержащих неизвестных параметров ОУ, обеспечивающих при любых ограниченных начальных условиях и $\xi \in \Xi$ ограниченность всех траекторий замкнутой системы, и выполнение целевого условия

$$Q(e) \leq \Delta_e, \text{ nпу } t \geq t_*,\tag{4}$$

где $\Delta_e \geq 0$, $t_* \geq 0$, $Q(e) = 0.5e^T H e$, $H = H^T > 0$, $Q(e)$ – локальный целевой функционал, $e = x_1 - x_{1\mathcal{D}}$ — невязка, $x_{1\mathcal{D}}$ — желаемая динамика.

Желаемую динамику зададим модифицированной явной эталонной моделью вида

$$\dot{x}_{\mathcal{D}1} = \mathbf{A}_* x_{\mathcal{D}1} + \mathbf{B}_{\mathcal{D}} \sigma + \mathbf{B}_* r, \quad x_{\mathcal{D}1}(0) = x_{\mathcal{D}1}^0,\tag{5}$$

где \mathbf{A}_* – гурвицева матрица; $r(t)$ – гладкая, ограниченная вектор-функция.

Этапы синтеза. Этап 1. Формирование отклонения от пересечений многообразий гиперповерхностей $\sigma(\mathbf{x}, \theta_*) \equiv 0$ в виде

$$\sigma(\mathbf{x}, \theta_*, D) = x_2 - v, \quad (6)$$

где v – идеальное виртуальное управление, $\sigma \in \mathbb{R}^m$ – многообразие гиперповерхностей, $\theta_* \in \mathbb{R}^{m_\theta}$ – вектор параметров.

Этап 2. Заменяем неизвестных параметров θ_* идеального виртуального управления настраиваемыми θ . Алгоритм адаптации θ , обеспечивающий достижение ЦУ (4) в условиях неопределённости параметров.

Этап 3. Синтез алгоритма управления вида

$$\mathbf{u} = \gamma(|\sigma|) \cdot \text{sign}(\sigma(\mathbf{x}, \theta, D)), \quad (7)$$

а) $\dot{\gamma}(|\sigma|) = \gamma_1 \cdot |\sigma|$, при $\gamma_1 > 0, \gamma(0) > 0$;

$$\text{б) } \gamma: \begin{cases} \dot{\gamma}(|\sigma|) = \gamma_1 \cdot |\sigma|, & \text{при } |\sigma| > \varepsilon; \\ \dot{\gamma}(|\sigma|) = \gamma_2 \cdot |\eta| + \gamma_3, & \text{при } |\sigma| \leq \varepsilon; \eta = \frac{1}{\tau}(-\eta + \text{sign}(\sigma)), \end{cases}$$

где $\varepsilon = 4 \cdot \gamma(|\sigma|) \cdot T_e$, T_e – период дискретизации.

Задача слежения с явной эталонной моделью. Этап 1. Сформируем выражения для многообразия гиперповерхностей $\sigma(t) \equiv 0$, выберем идеальное виртуальное управление в виде линейности

$$v = -\theta_* x_1 + \mathbf{D}_* r, \quad (8)$$

где $\theta_* = \theta(\xi) - m \times (n - m)$ матрица, $\mathbf{D}_* = \mathbf{D}(\xi) - m \times m$ матрицы идеальных параметров.

Определим производную по времени от целевой функции (4) в силу уравнений системы (3), (5), при (8)

$$\dot{Q} = \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{A}_* \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{H} [(\mathbf{A}_* - \mathbf{A}_{11} + \mathbf{A}_{12} \theta_*) x_1 + (\mathbf{B}_\varnothing - \mathbf{A}_{12}) \sigma + (\mathbf{B}_* - \mathbf{A}_{12} \mathbf{D}_*) r].$$

Идеальные параметры виртуального управления θ_*, \mathbf{D}_* и эталонной модели \mathbf{B}_\varnothing^* выбираем из условий

$$\mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_{12} \theta_* = \mathbf{A}_*, \quad \mathbf{A}_{12} \mathbf{D}_* = \mathbf{B}_*, \quad \mathbf{B}_\varnothing = \mathbf{B}_\varnothing^* = \mathbf{A}_{12}, \quad (9)$$

так что $\theta_* = \mathbf{A}_{12}^+ (\mathbf{A}_{11} - \mathbf{A}_*)$, $\mathbf{D}_* = \mathbf{A}_{12}^+ \mathbf{B}_*$, \mathbf{A}_{12}^+ – псевдообратная матрица.

Получаем, $\dot{Q} = \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{A}_* \mathbf{e} \leq -\rho \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{e}$, где $\rho = \frac{\lambda_{\min}(\bar{\mathbf{G}})}{\lambda_{\max}(\mathbf{H})} > 0$, матрица

$\mathbf{H} = \mathbf{H}^T > 0$ удовлетворяет уравнению Ляпунова

$\mathbf{H} \mathbf{A}_* + \mathbf{A}_*^T \mathbf{H} = -\bar{\mathbf{G}}$, $\bar{\mathbf{G}} = \bar{\mathbf{G}}^T > 0$. Таким образом, ЦУ (4) достигается при выбранных идеальных параметрах многообразия скольжения σ , гурвицевости матрицы \mathbf{A}_* и ог-

раниченности задающих воздействий ($\|r\| < C_r < \infty$). Более того

$x_1 \rightarrow x_{\ominus 1}$, при $t \rightarrow \infty$ и все траектории системы (3), (5) ограничены.

Этап 2. Заменяем идеальные параметры в выражении (8) и в эталонной модели настраиваемыми

$$\sigma(\theta(t), \mathbf{D}(t), x) = \theta(t)x_1 - \mathbf{D}(t)r + x_2, \quad \mathbf{B}_{\ominus} = \mathbf{B}_{\ominus}(t).$$

Вычисляя градиенты функции от скорости изменения целевого функционала (\dot{Q}) по настраиваемым параметрам. Алгоритм адаптации в дифференциальной форме имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \Gamma_1 \lambda(t) x_1(t)^T, \quad \dot{\mathbf{D}} = -\Gamma_2 \lambda(t) r(t)^T, \quad \dot{\mathbf{B}}_{\ominus} = -\Gamma_3 \mathbf{H}e(t) \lambda(t)^T, \\ \Gamma_i &= \Gamma_i^T > 0, \quad (i = \overline{1, 3}), \quad \lambda(t) = \mathbf{A}_{12}^T \mathbf{H}e(t), \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Gamma_i = \Gamma_i^T > 0$ – матрицы коэффициентов усиления алгоритмов адаптации.

Этап 3. Введем дополнительную цель (17) с функционалом

$$R(\sigma) = 0,5 \sigma^T (\mathbf{B}_2^{-1})^T \mathbf{B}_2^{-1} \sigma, \quad (11)$$

Синтезируя управление вида, обеспечивающего возникновения устойчивого скользящего режима на $\sigma \equiv 0$.

Управление имеет вида

$$\mathbf{u} = -\gamma(|\sigma|) \text{sign } \sigma, \quad (12)$$

Здесь $\gamma(|\sigma|) > 0$ – изменяемые коэффициенты усиления.

Алгоритм изменения коэффициентов усиления имеет вид

Если $|\sigma| > \varepsilon > 0$, то $\dot{\gamma}(|\sigma|) = \gamma_1 \cdot |\sigma|$, $\gamma_1 > 0$, $\gamma(0) > 0$

Если $|\sigma| < \varepsilon$, то $\dot{\gamma}(t) = \gamma_2 \cdot |\eta| + \gamma_3$, $\dot{\eta} = \frac{1}{\tau} (-\eta + \text{sign}(\sigma))$,

где $\gamma_2 = \gamma(t^*)$, $\gamma_3 > 0$ и $\tau > 0$, t^* – момент достижения $|\sigma| = \varepsilon$.

В классическом варианте в алгоритмах используется $\gamma = \text{const}$.

В соответствии, при гурвицевости матрицы \mathbf{A}_* , гладком, ограниченном задающем воздействии $r(t)$ в замкнутой системе (3), (5), (12) с подсистемой адаптации (10) все траектории системы ограничены и достигаются цели управления (4) при любом $\Delta_e > 0$.

Для замкнутой системы существует функция Ляпунова вида

$$V = 0,5 \mathbf{e}^T \mathbf{H}e + 0,5 \text{tr} \left[(\Theta - \Theta_*)^T \Gamma^{-1} (\Theta - \Theta_*) \right] \quad (13)$$

Результаты моделирования алгоритма управления

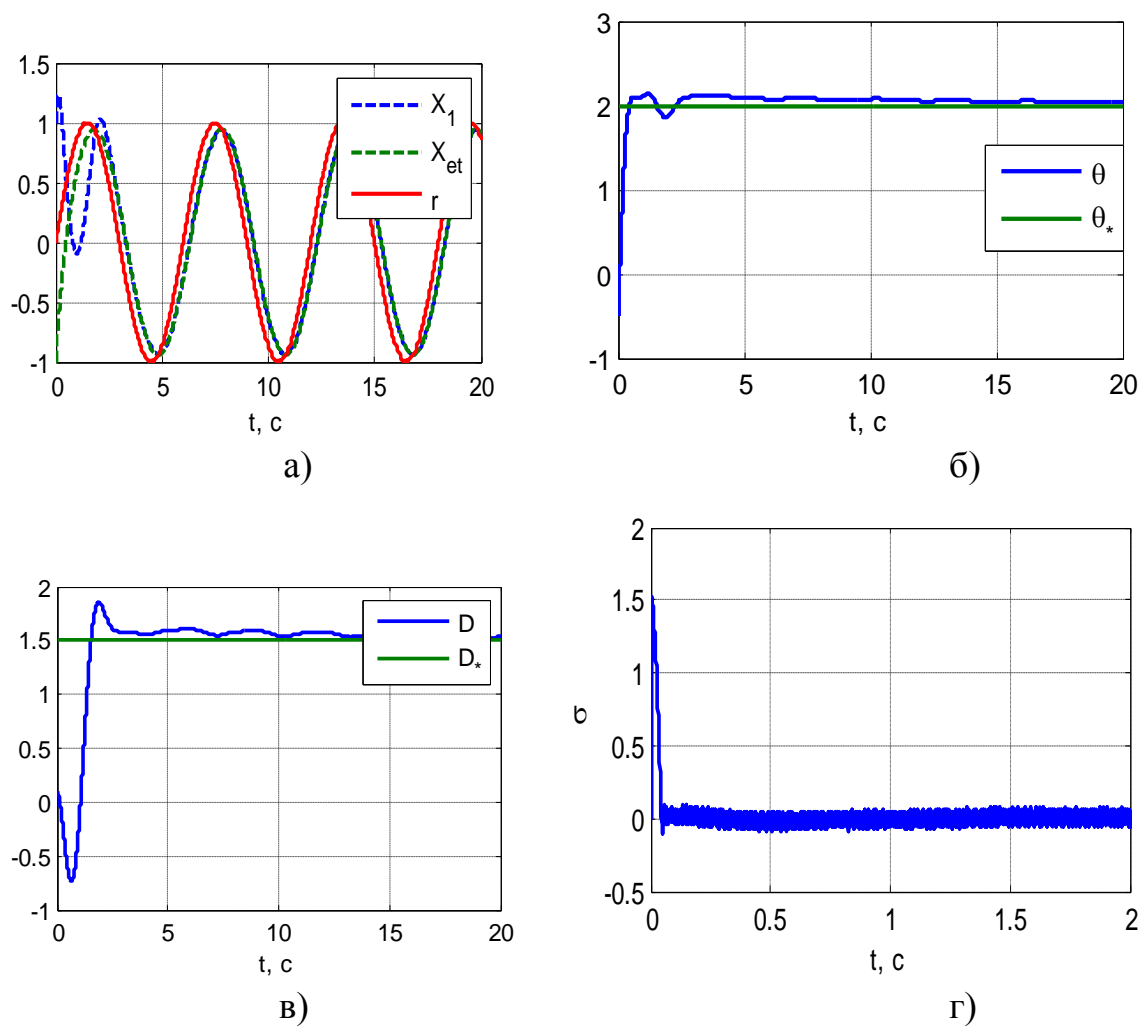


Рис. 1 а) Траектории объекта управления и эталонной модели с изменяющимся γ при релейном алгоритме; б) Результаты адаптации параметра θ ; в) Результаты адаптации параметра D ; г) Отклонение от многообразия скольжения.

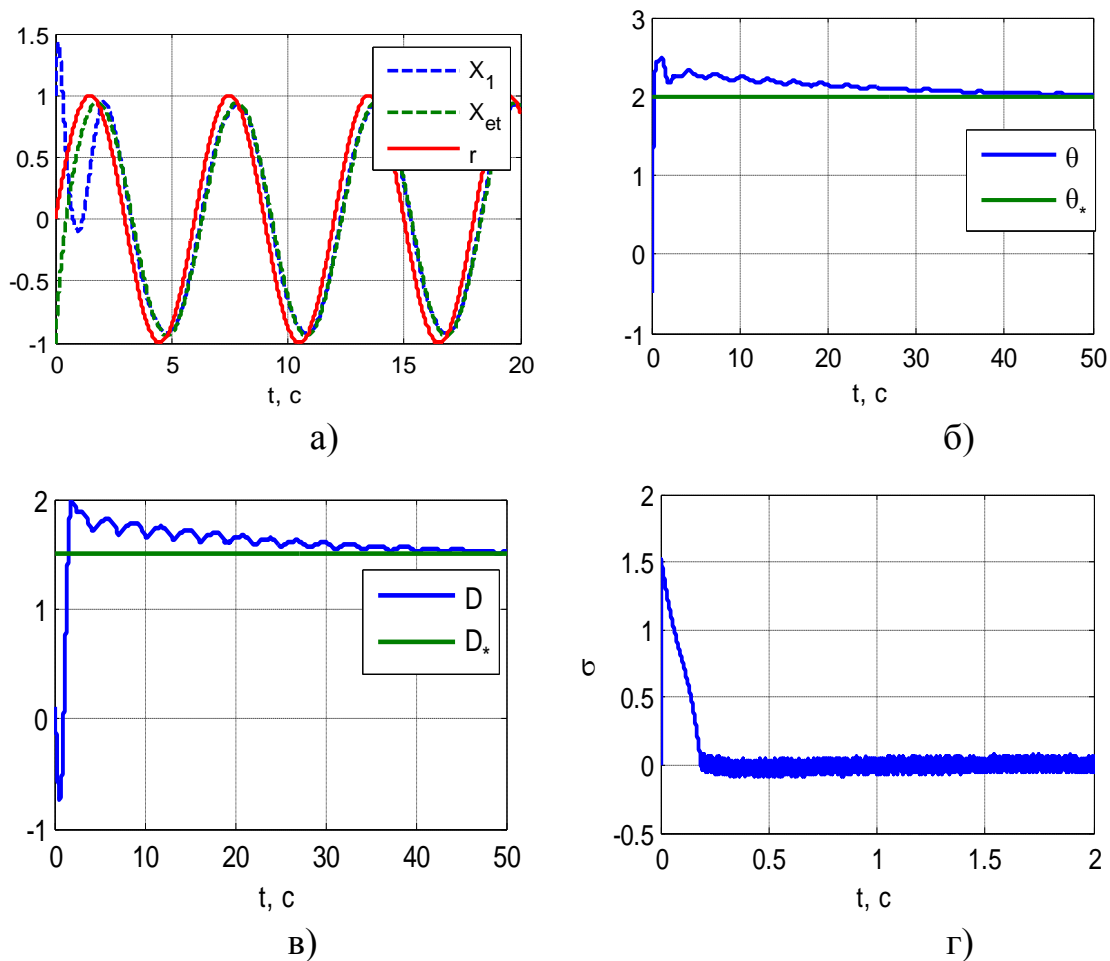


Рис. 2 а) Траектории объекта управления и эталонной модели с постоянной γ при релейном алгоритме; б) Результаты адаптации параметра θ ; в) Результаты адаптации параметра D ; г) Отклонение от многообразия скольжения.

Заключение. В результате сравнительного анализа сделан вывод о том, что использование изменяющегося коэффициенты усиления в модифицированном алгоритме позволяет снизить энергетические потери на управление.

Список литературы

1. Мышляев Ю.И. Алгоритмы управления линейными объектами в условиях параметрической неопределённости на основе настраиваемого скользящего режима. // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. №2. – С. 111-116.
2. Пупков Л.А., Егунов Н.Д., Мышляев Ю.И. и др. Методы современной теории автоматического управления. Т.5 – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – С.379 –464.
3. F. Plestan, Y. Shtessel, V. Bregeault, A. Poznyak. New methodologies for adaptive sliding mode control. 2010.

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИСТЕМОЙ В ФОРМЕ ЛАГРАНЖА С ИНТЕГРАТОРОМ

Тар Яр Мьо¹, Мышляев Ю.И.²

¹Аспирант; ²Доцент, к.т.н

e-mail: ¹brightxstar@gmail.com; ²uimysh@mail.ru

Постановка задачи. Не умоляя обнести результатов, рассмотрим задачу синтеза алгоритмов адаптивного управления для объектов, состоящих из выходного каскада в форме Лагранжа и входного каскада в виде интегратора, в примере одноосного гироскопа с моделью привода

$$S_1 : \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}_b\mathbf{q} + 2\mathbf{\Omega}\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{u}, \quad (1)$$

$$S_2 : \dot{\mathbf{u}} = \mathbf{v},$$

$$\text{где } \mathbf{q} = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u} = \frac{1}{m} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix}, \quad \mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} 0 & -\Omega_z \\ \Omega_z & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{pmatrix} d_{xx} & d_{xy} \\ d_{xy} & d_{yy} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{K}_b = \begin{pmatrix} \omega_x^2 & \omega_{xy} \\ \omega_{xy} & \omega_y^2 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix}, \quad d_{xx} = m^{-1}d_{xx}^*, \quad d_{xy} = m^{-1}d_{xy}^*, \quad d_{yy} = m^{-1}d_{yy}^*,$$

$\omega_x = \sqrt{\frac{k_{xx}}{m}}$, $\omega_y = \sqrt{\frac{k_{yy}}{m}}$, $\omega_{xy} = \frac{k_{xy}}{m}$, x, y – перемещение массы вдоль ортогональных осей Bx, By , m – масса чувствительного элемента, k_{xx}, k_{xy}, k_{yy} – коэффициенты упругости подвеса, $d_{xx}^*, d_{xy}^*, d_{yy}^*$ – коэффициенты демпфирования подвеса, u_x, u_y – внешние силы, действующие в направлении осей Bx, By соответственно, Ω_z – угловая скорость вращения основания вибрационного гироскопа, v_x, v_y – управляющие воздействия. Подсистема S_2 может рассматриваться как простейшая модель привода вибрационного гироскопа или как искусственно введенный интегратор в закон управления с целью повышения астатизма.

Задача управления состоит в обеспечении желаемых автоколебаний по осям Bx, By и оценивании угловой скорости вращения основания Ω_z в условиях параметрической неопределенности.

Зададим желаемые автоколебания для подсистемы S_1 с частотами ω_1, ω_2 соответственно вдоль осей Bx и By с помощью явной эталонной модели гироскопа с развязанными каналами

$$\ddot{\mathbf{q}}_m + \mathbf{K}_m\mathbf{q}_m = 0, \quad (2)$$

где $\mathbf{q}_m = (x_m \ y_m)^T$, $\mathbf{K}_m = \text{diag} \{ \omega_1^2 \ \omega_2^2 \}$.

Введем ошибку слежения в виде $\mathbf{e} = (e_x \ e_y)^T$, где $e_x = x - x_m$, $e_y = y - y_m$, и в соответствии с исходной постановкой задачи формализуем цель управления в форме

$$\|\mathbf{e}\| \leq \Delta, \text{ при } t \geq t_e \quad (3)$$

где $\Delta > 0$ – точность слежения $t_e > t$.

Требуется синтезировать адаптивную систему управления, обеспечив достижение ЦУ (3) и оценить угловую скорость основания гироскопа

$$\hat{\Omega}_z \rightarrow \Omega_z, \text{ при } t \rightarrow \infty,$$

в условиях параметрической неопределенности.

Синтез алгоритмов управления вибрационным гироскопом. Проведем синтез алгоритма управления методом скоростного биградиента (МСБГ). МСБГ [3] включает в себя три этапа: на первом этапе в условиях полной априорной информации об объекте синтезируется «идеальное» виртуальное управление конечным каскадом, обеспечивающее достижение цели управления при полной априорной информации. На втором этапе неизвестные параметры «идеального» виртуального управления заменяются настраиваемыми, и синтезируется алгоритм адаптации. На третьем этапе формируется многообразие пересечения гиперповерхностей – невязка между выходным сигналом входного каскада и виртуальным управлением, и синтезируется управление, обеспечивающее достижение пересечения многообразий гиперповерхностей.

Этап 1. Синтез «идеального» виртуального управления, обеспечивающего достижение цели управления (ЦУ) (3) в условиях полной априорной информации.

Выберем функционал для конечного каскада S_1 ОУ (1) с эталонной моделью (2) в виде

$$Q(\boldsymbol{\varepsilon}) = 0,5 \cdot (\boldsymbol{\varepsilon}_x^T \mathbf{H}_x \boldsymbol{\varepsilon}_x + \boldsymbol{\varepsilon}_y^T \mathbf{H}_y \boldsymbol{\varepsilon}_y) \quad (4)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = (\boldsymbol{\varepsilon}_x^T \ \boldsymbol{\varepsilon}_y^T)^T$, $\boldsymbol{\varepsilon}_x = (e_x \ \dot{e}_x)^T$, $\boldsymbol{\varepsilon}_y = (e_y \ \dot{e}_y)^T$, $\mathbf{H}_x = \mathbf{H}_y^T > 0$.

В соответствии с ЦУ (3) введем целевое неравенство вида

$$Q(\boldsymbol{\varepsilon}) \leq \Delta_\varepsilon, \text{ при } t \geq t_e. \quad (5)$$

Очевидно, что при $Q \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$ достигается ЦУ (3).

Модель ошибки в соответствии с (1), (2) имеет вид

$$\ddot{\mathbf{e}} = -(\mathbf{D} + 2\mathbf{\Omega})\dot{\mathbf{q}} - \mathbf{K}_b \mathbf{q} + \mathbf{K}_m \mathbf{q}_m + \mathbf{u}. \quad (6)$$

Представим (6) в скалярной форме

$$\begin{aligned}\ddot{e}_x &= -d_{xx}\dot{x} + (-d_{xy} + 2\Omega_z)\dot{y} - \omega_x^2 x - \omega_{xy}y + \omega_1^2 x_m + u_x \\ \ddot{e}_y &= -d_{yy}\dot{y} - (d_{xy} + 2\Omega_z)\dot{x} - \omega_{xy}x - \omega_y^2 y + \omega_2^2 y_m + u_y.\end{aligned}\quad (7)$$

Выберем «идеальное» виртуальное управление $\bar{\mathbf{u}}_* = (\bar{u}_{x*} \quad \bar{u}_{y*})^T$ в форме суммы компенсирующей и стабилизирующей гладкой обратной связи

$$\begin{aligned}\bar{u}_{x*} &= d_{xx}\dot{x} + (d_{xy} - 2\Omega_z)\dot{y} + \omega_x^2 x + \omega_{xy}y - \omega_1^2 x_m - \lambda_{1x}\dot{e}_x - \lambda_{0x}e_x \\ \bar{u}_{y*} &= d_{yy}\dot{y} + (d_{xy} + 2\Omega_z)\dot{x} + \omega_{xy}x + \omega_y^2 y - \omega_2^2 y_m - \lambda_{1y}\dot{e}_y - \lambda_{0y}e_y\end{aligned}\quad (8)$$

где $\lambda_{ix} > 0, \lambda_{iy} > 0, i = 0, 1$.

Производная по времени $\omega(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\theta}_*)$ от целевого функционала Q при $\mathbf{u} = \bar{\mathbf{u}}_*, \bar{\mathbf{u}}_* = (u_x \quad u_y)^T$ имеет вид

$$\begin{aligned}\omega(\boldsymbol{\varepsilon}, \boldsymbol{\theta}_*) &= \boldsymbol{\varepsilon}_x^T \mathbf{H}_x \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_x + \boldsymbol{\varepsilon}_y^T \mathbf{H}_y \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_y = \boldsymbol{\varepsilon}_x^T \mathbf{A}_{x*} \boldsymbol{\varepsilon}_x + \boldsymbol{\varepsilon}_y^T \mathbf{A}_{y*} \boldsymbol{\varepsilon}_y \leq \\ &\leq -\rho_1 \boldsymbol{\varepsilon}_x^T \mathbf{H}_x \boldsymbol{\varepsilon}_x - \rho_2 \boldsymbol{\varepsilon}_y^T \mathbf{H}_y \boldsymbol{\varepsilon}_y \leq -\rho Q,\end{aligned}$$

где $\mathbf{A}_{x*} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_{0x} & -\lambda_{1x} \end{pmatrix}, \mathbf{A}_{y*} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_{0y} & -\lambda_{1y} \end{pmatrix}$ – гурвицевы матрицы,

удовлетворяющие уравнениям Ляпунова

$$\mathbf{H}_x \mathbf{A}_{x*} + \mathbf{A}_{x*}^T \mathbf{H}_x = -\mathbf{G}_x, \quad (9)$$

$$\mathbf{G}_i = \mathbf{G}_i^T > 0, \rho_i = \lambda_{\min}(\mathbf{G}_i) / \lambda_{\max}(\mathbf{H}_i), \quad .$$

Следовательно, $Q(t) \leq Q(0)e^{-\rho t}, Q \rightarrow 0, t \rightarrow \infty$, и, в силу квадратичности $Q, \boldsymbol{\varepsilon} \rightarrow 0, t \rightarrow \infty$.

В работах [1, 2, 4] отмечалось, что основное влияние на точность измерения скорости вращения оказывают перекрёстные связи вибрационного гироскопа. Поэтому введём обозначение $\boldsymbol{\theta}_* = (d_{xy} \quad \Omega_z \quad \omega_{xy})^T$ – вектор «идеальных» параметров виртуального управления (8).

Этап 2. Заменяем в (8) неизвестные параметры $\boldsymbol{\theta}_*$ настраиваемыми $\boldsymbol{\theta}$. Получим виртуальные управления вида

$$\begin{aligned}\bar{u}_x &= d_{xx}\dot{x} + (\theta_1 - 2\theta_2)\dot{y} + \omega_x^2 x + \theta_3 y - \omega_1^2 x_m - \lambda_{1x}\dot{e}_x - \lambda_{0x}e_x, \\ \bar{u}_y &= d_{yy}\dot{y} + (\theta_1 + 2\theta_2)\dot{x} + \theta_3 x + \omega_y^2 y - \omega_2^2 y_m - \lambda_{1y}\dot{e}_y - \lambda_{0y}e_y,\end{aligned}\quad (10)$$

Синтезируем алгоритм адаптации методом скоростного градиента. Вычислим градиенты от скорости изменения целевого функционала по настраиваемым параметрам $\omega(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})$, и выберем алгоритм адаптации в дифференциальной форме,

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_1 &= -\gamma_1 \nabla_{\theta_1} \omega = -\gamma_1 (\delta_x \dot{y} + \delta_y \dot{x}), \\ \dot{\theta}_2 &= -\gamma_2 \nabla_{\theta_2} \omega = -\gamma_2 (\delta_y \dot{x} - \delta_x \dot{y}), \\ \dot{\theta}_3 &= -\gamma_3 \nabla_{\theta_3} \omega = -\gamma_3 (\delta_x y + \delta_y x),\end{aligned}\quad (11)$$

где $\delta_x = e_x h_{12}^x + \dot{e}_x h_{22}^x$, $\delta_y = e_y h_{12}^y + \dot{e}_y h_{22}^y$, $\mathbf{H}_x = (h_{ij}^x)$, $\mathbf{H}_y = (h_{ij}^y)$ – матрицы, удовлетворяющие уравнениям Ляпунова(9).

Этап 3. Выберем отклонение от пересечения многообразий гиперповерхностей $\boldsymbol{\sigma} \equiv \mathbf{0}$ в форме отклонения входа подсистемы S_1 от настраиваемого виртуального управления

$$\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{u} - \bar{\mathbf{u}}, \quad (12)$$

$$\text{где } \bar{\mathbf{u}} = (\bar{u}_x \quad \bar{u}_y)^T.$$

Введем дополнительный целевой функционал (ЦФ), характеризующий отклонение траектории системы от пересечения многообразий

$$R(\boldsymbol{\sigma}) \equiv 0. \quad (13)$$

Семейство алгоритмов скоростного градиента [5, 6], обеспечивающее достижение целевого неравенства

$$R(\boldsymbol{\sigma}) \leq \Delta_\sigma, \text{ при } t \geq t_\sigma \quad (14)$$

имеет вид

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 - \gamma_m \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\sigma}),$$

где \mathbf{v}_0 – априорное заданное управление, которое может быть равно нулю, вектор-функция $\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\sigma}) \in R^m$ выбирается в виде $\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\sigma}) = \tilde{\Gamma}_1 \nabla_v \mu(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{v})$ или $\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\sigma}) = \tilde{\Gamma}_2 \text{sign} \nabla_v \mu(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{v})$, где $\tilde{\Gamma}_i = \tilde{\Gamma}_i^T > 0$ – (2×2) матрицы усилителя.

При $\mathbf{v}_0 = 0$ получаем гладкие и релейные алгоритмы вида

$$\mathbf{v} = -\gamma_m \nabla_v \mu(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{v}) = -\gamma_m \boldsymbol{\sigma}, \quad (15)$$

$$\mathbf{v} = -\gamma_m \text{sign} \nabla_v \mu(\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{v}) = -\gamma_m \text{sign} \boldsymbol{\sigma}. \quad (16)$$

Заметим, что алгоритм класса (16) относится к классу систем с настраиваемым скользящим режимом [5, 9].

Возвращаясь к исходному входному воздействию (силам) имеем

$$\mathbf{u}(t) = -\gamma_m \int_0^t \boldsymbol{\sigma}(\tau) d\tau, \quad (17)$$

$$\mathbf{u}(t) = -\gamma_m \int_0^t \text{sign} \boldsymbol{\sigma}(\tau) d\tau. \quad (18)$$

Теорема . Для любого $\Delta = \min \{ \Delta_\varepsilon, \Delta_\sigma \} > 0$ существуют $\bar{\gamma}_2(\Delta) > 0$ такое, что при .. в системе (1), (2), (10), (11), (12), с гладким управлением (15)

достигаются целевые условия (5), (14) и при любых ограниченных начальных условиях все траектории движения ограничены. Для системы (1), (2), (10), (11), (12), с релейным управлением (16) существует $\bar{\gamma}_1 > 0$ такое, что при $\gamma_m > \bar{\gamma}_1$ цели управления (5), (14) достигаются при любых $\Delta_\varepsilon > 0$, $\Delta_\sigma > 0$. При любых ограниченных начальных условиях все траектории движения ограничены и $R(\sigma) \rightarrow 0$, $Q(\varepsilon) \rightarrow 0$ ($\sigma \rightarrow 0$, $\varepsilon \rightarrow 0$) при $t \rightarrow \infty$. Более того, существует момент времени t^* такой, что $R(\sigma) \equiv 0$ при $t \geq t^*$.

Для замкнутой системы существует функция Ляпунова вида

$$V(\varepsilon, \sigma, \theta) = Q(\varepsilon) + R(\sigma) + 0,5 \|\theta - \theta_*\|_{\Gamma^{-1}}^2, \quad (19)$$

где $\Gamma = \text{diag} \{ \gamma_i \}$, $\gamma_i > 0, i = 1..3$.

Заключение. В работе для одноосного вибрационного гироскопа с интегратором методом скоростного биградиента синтезированы гладкие и релейные алгоритмы управления с настраиваемыми многообразиями. Синтезированные алгоритмы обеспечивают гладкость сил, воздействующих на чувствительную массу гироскопа. Алгоритм обладает идентифицирующими свойствами. Кроме того, релейный алгоритм обеспечивает возникновение настраиваемого скользящего режима и робастность по отношению к внешним воздействиям на механическую подсистему.

Список литературы

1. J. Fei, C. Batur, "Adaptive sliding mode control with sliding mode observer design for a MEMS vibratory gyroscope," to appear in the Proceeding of 2007 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, 2007.
2. J. Fei, C. Batur, "A novel adaptive sliding mode control for MEMS gyroscope," to appear in the Proceeding of 47th IEEE Conference on Decision and Control, 2007.
3. Мышляев Ю.И. Метод бискоростного градиента. Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 5: в 3 ч. Ч.1 Тула: Изд-во ТулГУ, 2011. – С. 168-178.
4. Nameed. S, Jagannathan, "Adaptive force-balancing control of MEMS gyroscope with actuator limits," Proceedings of the 2004 American Control Conference, vol. 2, pp.1862-1867, 2004.
5. Фрадков А.Л. Схема скоростного градиента в задачах адаптивного управления // Автоматика и телемеханика, 1979. № 9. С. 90–101.
6. Фрадков А.Л. Адаптивное управление в сложных системах. М.: Наука, 1990.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОБОБЩЕНИЯ ЧАСТОТНОГО МЕТОДА: НЕКОТОРЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОГО МЕТОДА ДЛЯ КЛАССА ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ.

Наинг Аунг Со¹, Н. Д. Егупов²

¹аспирант, аспирант; ²доктор технических наук, профессор, доктор технических наук, профессор

e-mail: ¹naingaungsoe128@gmail.com; ²naingaungsoe128@gmail.com

Целью рассмотрения некоторых вопросов обобщения частотного метода на класс дискретных систем является настоящая статья.

***Ключевые слова:** дискретная система, частотный метод, спектральный метод, матричный оператор*

SOME QUESTIONS ABOUT THE GENERALIZATION OF FREQUENCY METHOD: SOME SITUATIONS OF SPECTRAL METHOD FOR DIGITAL SYSTEMS.

Naing Aung Soe¹, N. D. Egupov²

¹Postgraduate student, postgraduate student; ²Doctor of Technical Sciences, Professor., Doctor of Technical Sciences, Professor.

e-mail: ¹naingaungsoe128@gmail.com; ²naingaungsoe128@gmail.com

This article is for the purpose of discussing the generalization of frequency method for the class of discrete-time systems.

***Keywords:** discrete system, the frequency method, spectral method, matrix operator*

1. Постановка задачи В. В. Солодовникова

Выдающийся ученый, доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки и техники России, один из основателей частотного метода В. В. Солодовников писал: «Частотному методу можно придать гораздо более общую математическую основу, чем это принималось до сих

пор, и трансформировать его в обобщенный частотный или спектральный метод анализа и синтеза систем автоматического управления. Можно показать, что такое обобщение частотного метода на основе введения понятия ортогональных спектров позволяет получить удобные для программирования на ЦВМ алгоритмы всех этапов расчета систем управления».

Целью рассмотрения некоторых вопросов обобщения частотного метода на класс дискретных систем является настоящая статья.

2. Дискретные системы

Рассмотрим систему.

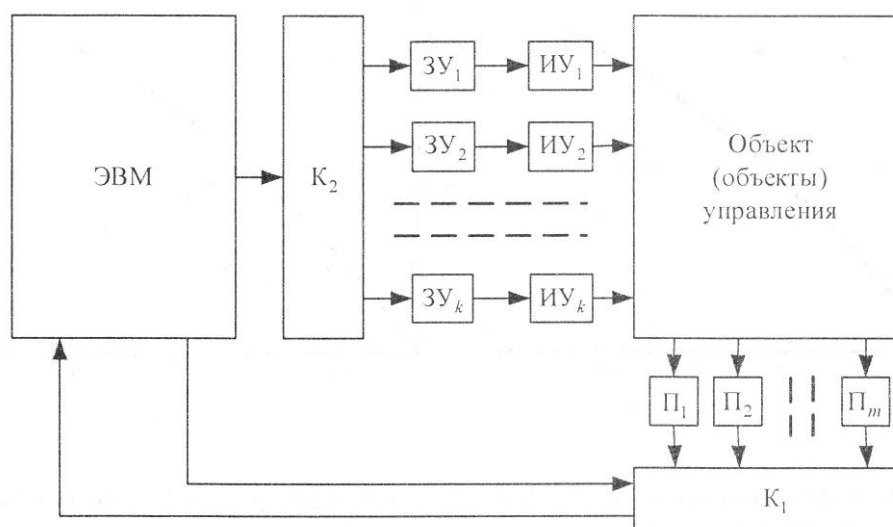


Рис. 1 Упрощенная обобщенная функциональная схема системы управления с ЭВМ

При управлении сложным объектом или группой объектов процессор обслуживает по очереди отдельные каналы управления. Эта очередь может осуществляться по жесткой программе или по мере поступления заявок от отдельных каналов с возможностью использования в последнем случае приоритетного обслуживания. При жесткой программе обслуживания каналов период дискретности оказывается обычно постоянным, хотя он может быть разным в отдельных каналах. При обслуживании по гибкой программе период дискретности оказывается случайной величиной с некоторым математическим ожиданием и дисперсией.

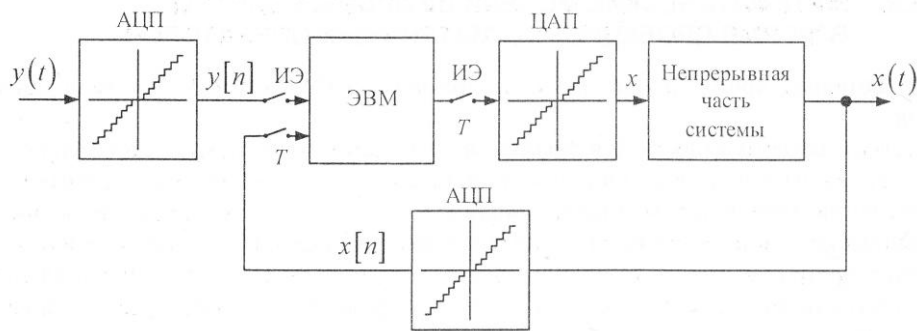


Рис. 2 Упрощенная функциональная схема одномерной системы управления с ЭВМ

ИЭ – исполнительный элемент; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Приведем ряд ключевых положений. Основная особенность функционирования цифровых систем – цифровой способ обработки информации в регуляторе, которым является управляющая ЭВМ. Особенности моделей цифровых систем (дискретно-непрерывная привода) порождают главные трудности их исследования, и основные из них – проектирование систем. В инженерной практике нашли распространение два подхода анализа и синтеза цифровых систем:

1. Решение задач исследования и проектирования на основе теории непрерывных систем;
2. Решение указанных выше задач с использованием теории дискретных систем.

В данной работе применяется второй подход, который предполагает дискретную форму математического описания непрерывных элементов САУ, включая объект управления.

Этот подход позволяет избежать методической ошибки. При условии, что сигнал $\varepsilon(t)$ является кусочно постоянным (вход регулятора), метод цифрового интегрирования позволяет получить абсолютно точные значения сигнала $u(t)$ в дискретные моменты времени $t = kh$, и не приводит к получению методической ошибки. Это положение и ряд других факторов используются при дискретизации непрерывных элементов САУ и приводит к получению точных дискретных моделей линейных элементов систем.

3. Спектральная форма описания дискретных сигналов

Положим, что имеется дискретный сигнал $x(t_i), i = 1, 2, 3, \dots$. Пусть $\Phi(t_i) = [\varphi_1(t_i) \ \varphi_2(t_i) \ \dots \ \varphi_l(t_i) \ \dots]^T$ – одностолбцовая матрица элементов ортонормированного базиса (ОНБ), а $C^x = [c_1^x \ c_2^x \ \dots \ c_l^x \ \dots]^T$ –

матрица-столбец коэффициентов Фурье разложения сигнала $x(t_i)$ по ОНБ. Тогда справедливо представление

$$x(t_i) = \sum_{v=1}^{\infty} c_v^x \varphi_v(t_i) = \Phi^T(t_i) \mathbf{C}^x.$$

В терминах матричных методов под обобщенным спектром сигнала $x(t_i)$ понимают совокупность коэффициентов Фурье $\mathbf{C}^x = [c_1^x \ c_2^x \ \dots \ c_l^x \ \dots]^T$ этого сигнала относительно выбранной ортонормированной системы функций $\Phi(t_i)$ (не обязательно тригонометрической).

Таким образом, сложилось представление о совокупности коэффициентов Фурье функции времени по некоторому базису как обобщенном спектре этой функции, в котором номер коэффициента есть аналог значения частоты в частотной характеристике функции времени.

Совокупности коэффициентов Фурье, описывающие временные характеристики систем, сигналы или статистические характеристики сигналов, рассматривают как их дискретные спектральные характеристики, в отличие от непрерывных частотных характеристик, основой которых является интеграл Фурье. Поэтому такая форма описания систем и сигналов была названа *спектральной*. В последние годы спектральные методы интенсивно развиваются как в плане использования различных базисов, так и широты охвата современных задач теории систем, фильтрации, передачи, обработки и сжатия информации, построения цифровых систем различного назначения. Применение спектральной формы описания сигналов позволяет перейти от исследования самих сигналов к рассмотрению координат (совокупности коэффициентов разложения или спектральных характеристик) этих сигналов относительно выбранного базиса. Операции над функциями заменяют действиями над числами, а последние легко реализуются на ЭВМ. Такой подход приводит к «алгебраизации» методов решения задач расчета и проектирования.

В качестве базисов можно использовать полиномы Шарлье, Кравчука, Чебышева, Майкснера, Гана, функции Уолша и др.

ОНБ дискретного аргумента имеют от одного до трех варьируемых параметров, изменение которых в определенных пределах и соотношениях существенно меняет свойства той или иной ОНС; меняется и характер весовых функций (их часто называют функциями скачков). В табл. 1 приведены основные зависимости, определяющие ОНС дискретного переменного.

В качестве базиса можно использовать базисы, о достоинствах которых можно сделать выводы, анализируя следующие элементарные положения.

Таблица 1
ОНС дискретного переменного

Название многочлена	Обозначение	Общая формула	Функция скачков $\rho(t)$	Промежуток существования
Чебышева	$\theta_n(t)$	$n! \Delta^n \left[\binom{n}{t} \binom{n-N}{t} \right]$	1	$[0, N-1]$
Кравчука	$K_n(t, pq)$	$\frac{(-1)^n t!(N-t)!}{n! p^t q^{N-t}} \Delta^n \left[\frac{p^t q^{N-t+n}}{(t-n)!(N-t)!} \right]$	$\binom{N}{t} p^t q^{N-t}$, $p > 0, q > 0$, $p+q=1$	$[0, N]$
Шарлье	$C_n(t, a)$	$\frac{t}{a^t} \Delta^n \left[\frac{p^{t-n}}{(t-n)!} \right]$	$e^{-a} a^t / t!$, $a > 0$	$[0, \infty)$
Майкснера	$M_n(t, \beta, c)$	$\frac{t}{(\beta)_t} \frac{\Delta}{c^{t+n}} \left[\frac{c^t (\beta)_t}{(t-n)!} \right]$	$c^t (\beta)_t / t!$, $0 < c < 1, \beta > 0$	$[0, \infty)$
В. Гана	$\Gamma_n(t, \beta, \gamma, \delta)$	$\frac{1}{n!} \frac{t!(\delta)_t}{(\beta)_t (\gamma)_t} \Delta^n \left[\frac{(\beta)_t (\gamma)_t}{(t-n)!(\delta)_{t-n}} \right]$	$\frac{(\beta)_t (\gamma)_t}{t!(\delta)_t}$	$[0, \infty)$

Актуальной является задача разработки таких методов приближенного решения задач, которые, с одной стороны, по форме были бы проекционными и, таким образом, обладали бы всеми их преимуществами, а с другой стороны, чтобы эти методы приводили к системам уравнений, подобным возникающим в сеточных методах (т.е. незначительное число элементов матриц этих систем было бы ненулевыми). Такими методами являются *проекционно-сеточные методы* (метод конечных элементов).

Чтобы прийти к этим методам достаточно в проекционных методах в качестве базисных функций $\{\varphi_i\}$ брать функции с конечными носителями (финитные функции), т.е. такие функции, которые отличны от нуля лишь на небольшой части той области, на которой определено искомое решение задачи.

Введем на $[0, 1]$ сетку $t_i = ih, i = \overline{0, N}, h = 1/N$ и функции вида

$$\varphi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{h}} \cdot \begin{cases} \frac{t - t_{i-1}}{h}, & t \in (t_{i-1}, t_i); \\ \frac{t_{i+1} - t}{h}, & t \in (t_i, t_{i+1}); \\ 0, & t \notin (t_{i-1}, t_{i+1}), i = \overline{0, N-1}, \end{cases}$$

которые и принимаются в качестве базисных. Приближенное решение находится в виде

$$\tilde{x}_N(t) = \sum_{i=1}^N c_i^x \varphi_i(t),$$

где коэффициенты определим с помощью метода, который рассмотрен ниже.

4. Дискретизация математических моделей объекта управления и непрерывных элементов (исполнительное устройство, измерительная система и др.) системы управления

Непрерывные элементы описываются дифференциальными уравнениями, в общем случае с переменными коэффициентами. Приведем ценные для инженерных расчетов положения, сформулированные крупными математиками.

В работах М. А. Красносельского, П. П. Забрейко, Е. И. Пустыльника, П. Е. Соболевского необходимость перехода от дифференциальных к интегральным уравнениям формулируется так: *«Исследование многих математических задач упрощается, если их удастся свести к уравнениям в функциональных пространствах с непрерывными или вполне непрерывными операторами. Особенно это относится к нелинейным краевым задачам, интегро-дифференциальным и интегральным уравнениям. Для перехода к уравнениям с непрерывным или вполне непрерывным оператором обычно стремятся свести исходную задачу к некоторому интегральному уравнению».*

Воспользовавшись указанными положениями, далее проведем следующие преобразования.

Пусть $f(t)$ – непрерывная на отрезке $[0, T]$ функция; $t_1 = 0, t_2, \dots, t_N = T$ – некоторые точки на отрезке $[0, T]$ (узлы квадратурной формулы); A_i – числовые коэффициенты, называемые весами квадратурной формулы, $N \geq 0$ – целое число.

Квадратурной формулой называется приближенное равенство вида

$$\int_0^T f(t) dt \approx \sum_{i=1}^N A_i f(t_i).$$

Величина

$$R = \int_0^T f(t) dt - \sum_{i=1}^N A_i f(t_i)$$

называется погрешностью (или остаточным членом) квадратурной формулы.

Рассмотрим обыкновенное ДУ с переменными коэффициентами вида

$$\sum_{v=0}^n a_v(t) x^{(v)} = \sum_{v=0}^m b_v(t) y^{(v)}, \quad (1)$$

эквивалентное интегральное уравнение которого записывается так:

$$\int_0^T k_x(t, \tau) x(\tau) d\tau = \int_0^T k_y(t, \tau) y(\tau) d\tau,$$

где

$$k_x(t, \tau) = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k}{n!} \frac{d^k}{d\tau^k} \left[a_k(\tau) (t - \tau)^n \right],$$

$$k_y(t, \tau) = \sum_{k=0}^m \frac{(-1)^k}{n!} \frac{d^k}{d\tau^k} \left[b_k(\tau) (t - \tau)^n \right]$$

Положим в уравнении (1) $a_n(t) \equiv 1$. Тогда легко получить уравнение второго рода

$$x(t) + \int_0^T k_x(t, \tau) x(\tau) d\tau = \int_0^T k_y(t, \tau) y(\tau) d\tau. \quad (2)$$

Запишем уравнение (2) в форме интегрального уравнения Фредгольма 2-го рода

$$x(t) + \int_0^T k_x^\Phi(t, \tau) x(\tau) d\tau = \int_0^T k_y^\Phi(t, \tau) y(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где

$$k_x^\Phi(t, \tau) = \begin{cases} k_x(t, \tau), & 0 \leq \tau \leq t; \\ 0, & \tau > 0. \end{cases}$$

$$k_y^\Phi(t, \tau) = \begin{cases} k_y(t, \tau), & 0 \leq \tau \leq t; \\ 0, & \tau > 0. \end{cases}$$

Если записать (3) в виде

$$x(t) + \int_0^T k_x(t, \tau) x(\tau) d\tau = f(t),$$

то после замены в последней зависимости интеграла квадратурной формулой получим

$$x(t_i) - \sum_{j=1}^{N-1} A_j k_x(t_i, \tau_j) x(\tau_j) = f(t_i) + R_i[x], \quad (4)$$

где $R_i[x]$ – остаточный член (ошибка), порождающий погрешность решения.

Таким образом, для непрерывной модели элемента в форме ДУ построен дискретный аналог в форме (4).

5. Построение математических моделей дискретных элементов САУ в форме операторных уравнений с матричными операторами

Матричный оператор Бубнова-Галеркина.

Методы, в которых приближенное решение уравнения ищется в форме

$$\tilde{x}_l(t_i) = \sum_{v=1}^l c_v^x \varphi_v(t_i) \quad (5)$$

обычно называют *проекционными*.

Рассмотрим основные математические положения.

1. Метод Бубнова-Галеркина. В виду особого места, которое занимают методы Галеркина-Петрова и Бубнова-Галеркина, приведем алгоритм, реализующий метод Бубнова-Галеркина, и положения, относящиеся к его обоснованию.

Представим в форме

$$\mathbf{A}x = f, \quad (6)$$

где

$$\mathbf{A}x = x(t_i) - \sum_{j=0}^{N-1} k_x^\Phi(t_i, \tau_j) x(\tau_j) = f(t_i),$$

$$f(t_i) = \sum_{j=0}^{N-1} k_y^\Phi(t_i, \tau_j) y(\tau_j).$$

Пусть $\Phi(t_i) = [\varphi_0(t_i) \ \varphi_1(t_i) \ \dots \ \varphi_{N-1}(t_i)]^T$ – многочлены Чебышева. Решение $x(t_i)$ уравнения (3) находится в виде

$$\tilde{x}_l(t_i) = \sum_{v=1}^l c_v^x \varphi_v(t_i).$$

В соответствии с методом Галеркина-Петрова решение уравнения (6) находится в виде (5), а коэффициенты разложения $c_v^x, v = \overline{1, l}$ определяются зависимостью

$$\sum_{v=0}^{N-1} c_v^x (\mathbf{A}\varphi_v, \varphi_k) = (f, \varphi_k), k = \overline{1, l},$$

где

$$(\mathbf{A}\varphi_v, \varphi_k) = \left[\sum_{j_1=0}^{N-1} x(t_{j_1}) \varphi_{j_1}(t_i) + \sum_{j_1=0}^{N-1} \sum_{j_2=0}^{N-1} k_x^\Phi(t_{j_1}, \tau_{j_2}) \varphi_{j_1}(t_{j_1}) \varphi_{j_2}(\tau_{j_2}) \right].$$

Результат можно записать в форме

$$\mathbf{C}^x + \mathbf{A}_0^x \mathbf{C}^x = \mathbf{A}_y \mathbf{C}^y, \quad (7)$$

где $\mathbf{C}^x = [c_0^x \ c_1^x \ \dots \ c_{N-1}^x]^T$, $\mathbf{C}^y = [c_0^y \ c_1^y \ \dots \ c_{N-1}^y]^T$ – одно-
столбцовые матрицы коэффициентов Фурье разложения сигналов $x(t)$ и
 $y(t)$.

Уравнение (7) можно переписать в форме

$$\mathbf{A}^x \mathbf{C}^x = \mathbf{A}^y \mathbf{C}^y,$$

где

$$\mathbf{A}^x = \mathbf{I} + \mathbf{A}_0^x,$$

откуда

$$\mathbf{C}^x = (\mathbf{A}^x)^{-1} \mathbf{A}^y \mathbf{C}^y = \mathbf{A} \mathbf{C}^y,$$

где $\mathbf{A} = (\mathbf{A}^x)^{-1} \mathbf{A}^y$ – оператор элемента.

Правила, позволяющие определять спектральные характеристики системы в целом по спектральным характеристикам отдельных элементов, составляют аппарат *структурных преобразований, или алгебру проекционно-матричных операторов*. Легко показать справедливость следующих положений.

Параллельным соединением элементов называется такое соединение, при котором входной сигнал один и тот же для всех элементов, а их выходные процессы суммируются (рис. 3).

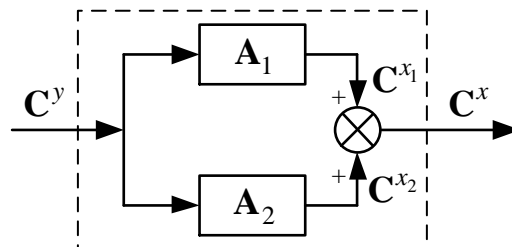


Рис. 3 Параллельное соединение элементов

Проекционно-матричный оператор параллельного соединения равен сумме матричных операторов отдельных звеньев:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2. \quad (8)$$

Последовательным соединением элементов называется такое соединение, при котором выходная величина предшествующего элемента является входным сигналом последующего (рис. 4). Проекционно-матричный оператор последовательного соединения элементов равен произведению проекционно-матричных операторов отдельных элементов:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2. \quad (9)$$

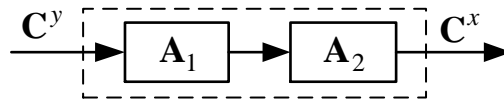


Рис. 4 Последовательное соединение элементов

Соединением двух элементов с обратной связью называется такое соединение, при котором выход каждого из элементов соединяется с входом другого элемента (рис. 5).

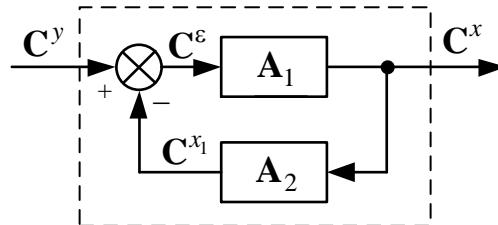


Рис. 5 Соединение с обратной связью

Проекционно-матричный оператор соединения с обратной связью равен произведению проекционно-матричных операторов, причем левым множителем является проекционно-матричный оператор прямой цепи \mathbf{A}_1 , а правым – проекционно-матричный оператор вида $(\mathbf{I} + \mathbf{A}_2\mathbf{A}_1)^{-1}$, т.е.

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1(\mathbf{I} + \mathbf{A}_2\mathbf{A}_1)^{-1}. \quad (10)$$

Элемент, характеризуемый тождественным оператором \mathbf{I} (единичная матрица), называется единичным, поскольку он играет роль единицы.

Оператор \mathbf{A}^{-1} называется обратным к оператору \mathbf{A} , если

$$\mathbf{A}^{-1}\mathbf{A} = \mathbf{A}\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{I}.$$

Аппарат структурных преобразований, основанный на описании стационарных и нестационарных звеньев с помощью проекционно-матричных операторов в ортогональных базисах, аналогичен аппарату структурных преобразований, основанному на описании стационарных звеньев передаточными функциями.

Общая методика исследования замкнутых систем, заданных своими структурными схемами, состоит в следующем:

- 1) находят спектральные характеристики \mathbf{A}_i , каждого звена системы;
- 2) преобразуют схемы так, чтобы образовались соединения: последовательное, параллельное и с обратной связью;
- 3) рассчитывают спектральную характеристику замкнутой системы, пользуясь формулами (8), (9) и (10).

Пользуясь рассмотренными выше положениями найдем проекционно-матричный оператор замкнутой системы, представленной на рис. 6.

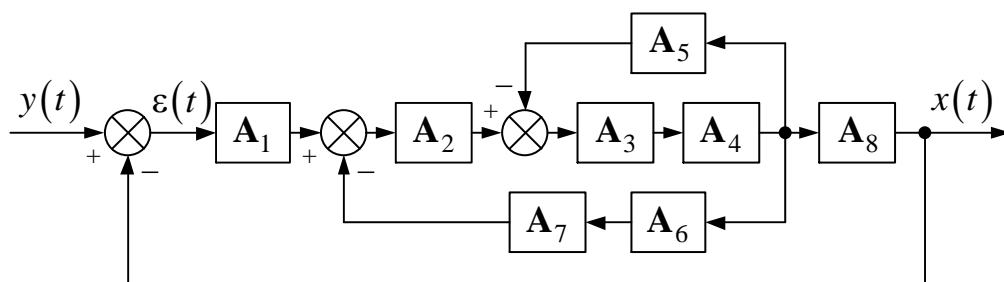


Рис. 6 Структурная схема системы

Проекционно-матричный оператор разомкнутой системы определяется зависимостью

$$\mathbf{A}_p = \mathbf{A}_8 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_3 (\mathbf{I} + \mathbf{A}_5 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_3)^{-1} \mathbf{A}_2 (\mathbf{I} + \mathbf{A}_7 \mathbf{A}_6 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_3 (\mathbf{I} + \mathbf{A}_5 \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_3)^{-1} \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{A}_1.$$

Проекционно-матричный оператор замкнутой системы определяется формулой

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_p (\mathbf{I} + \mathbf{A}_p)^{-1}.$$

Выводы: для широкого класса систем поведение которых описывается с помощью обыкновенных и в частных производных дифференциальных уравнений с постоянными и переменными коэффициентами, разностных уравнений, интегральных уравнений, некоторых классов нелинейных функциональных уравнений с использованием метода сеток можно свести к описанию эквивалентными операторными уравнениями с матричными операторами и построить алгоритмы исследования и синтеза систем с помощью ЭВМ.

Спектральный метод относится к классу численно-аналитических. Классический частотный метод является графо-аналитическим. Его существенный недостаток – трудности проведения расчетов на ЭВМ. Приведем пример.

6. Контур стабилизации по оси наружной рамы

Запишем дифференциальное уравнение движения индикаторного гиросtabilизатора:

$$I_\alpha \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + D_\alpha \frac{d\alpha}{dt} + K_{p\alpha} \alpha = M_\alpha^\Sigma,$$

где

$$M_\alpha^\Sigma = 0,2094 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$I_\alpha = 0,01857 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$D_{\alpha} = 0,00382 \text{ Н} \cdot \text{м/сек} ,$$

$$K_{p\alpha} = 173 \text{ Н} \cdot \text{м/рад} .$$

или в виде преобразования по Лапласу при нулевых начальных условиях:

$$I_{\alpha}\alpha(s)s^2 + D_{\alpha}\alpha(s)s + K_{p\alpha}\alpha(s) = M_{\alpha}^{\Sigma}(s)$$

Структурная схема канала стабилизации по углу α имеет вид:

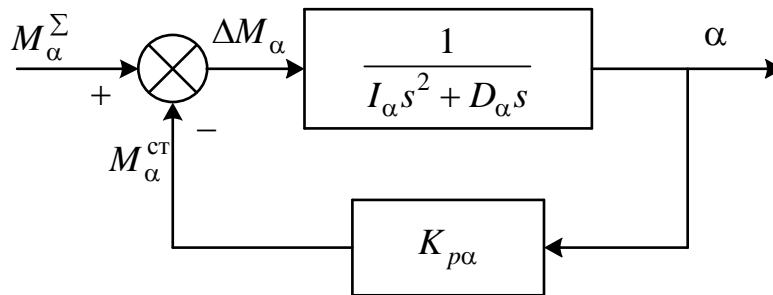


Рис. 7 Структурная схема нескорректированного ГС по каналу α

Передаточная функция разомкнутой нескорректированной системы имеет вид:

$$W(s) = \frac{K_{p\alpha}}{I_{\alpha}s^2 + D_{\alpha}s} = \frac{173}{0,01857s^2 + 0,00382s}$$

Преобразуя к стандартному виду, передаточная функция разомкнутой нескорректированной системы имеет вид:

$$W(s) = K_{\alpha} \frac{1}{s(T_0s + 1)},$$

где

$$K_{\alpha} = \frac{K_{p\alpha}}{D_{\alpha}} = \frac{173}{0,00382} = 45288 \frac{1}{\text{сек}} \text{ – добротность по скорости,}$$

$$T_0 = \frac{I_{\alpha}}{D_{\alpha}} = \frac{0,01857}{0,00382} = 4,861 \text{ сек – постоянная времени платформы.}$$

Логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики разомкнутой системы имеют вид:

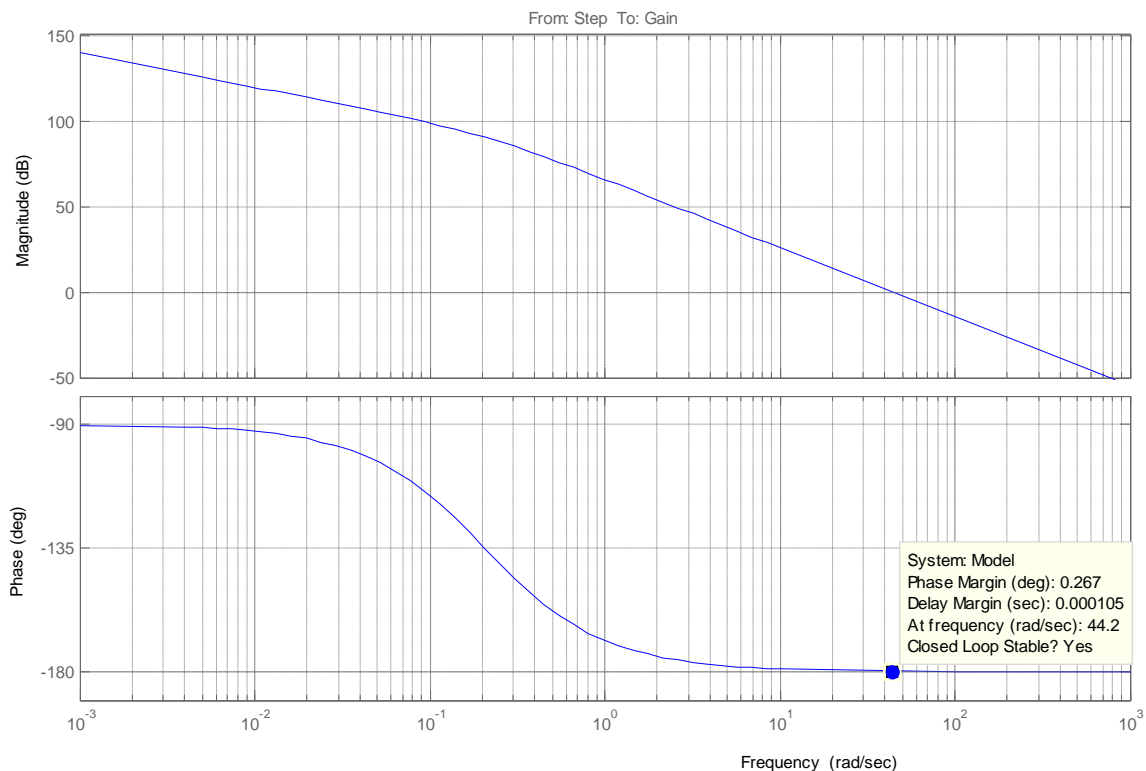


Рис. 8 ЛАФЧХ нескорректированной системы

Из представленной характеристики видно, что запас по амплитуде $\Delta L \rightarrow \infty$, а запас по фазе $\Delta \varphi \rightarrow 0$ при частоте среза 44,2 рад/сек (7,03 Гц). Это означает, что система находится на границе устойчивости, требуется корректирующее звено следующего вида:

$$W_{P1}(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}.$$

Величины T_1 и T_2 выбираются таким образом, что $1/T_1$ находится слева от частоты среза, а $1/T_2$ – справа. В качестве параметров корректирующего устройства выбираем следующие значения:

$$T_1 = \frac{1}{40} = 0,025 \text{ сек}, \quad T_2 = \frac{1}{400} = 0,0025 \text{ сек}.$$

Однако, введение дифференцирующего звена увеличивает частоту среза и отрицательно сказывается на помехозащищенности прибора. Уменьшение помехозащищенности приводит к нагреву двигателя, вибрациям платформы, к нагреву усилителя мощности. К тому же наличие помех уменьшает жесткость системы. Чтобы снизить помехи, введем в контур обратной связи апериодическое звено вида:

$$W_{P2}(s) = \frac{1}{T_3 s + 1}$$

Итак, корректирующее устройство будет иметь передаточную функцию вида:

$$W_P(s) = \frac{T_1s + 1}{(T_2s + 1)(T_3s + 1)}.$$

Выберем $T_3 = \frac{1}{100000} = 0,00001 \text{сек.}$

Структурная схема скорректированной системы имеет вид:

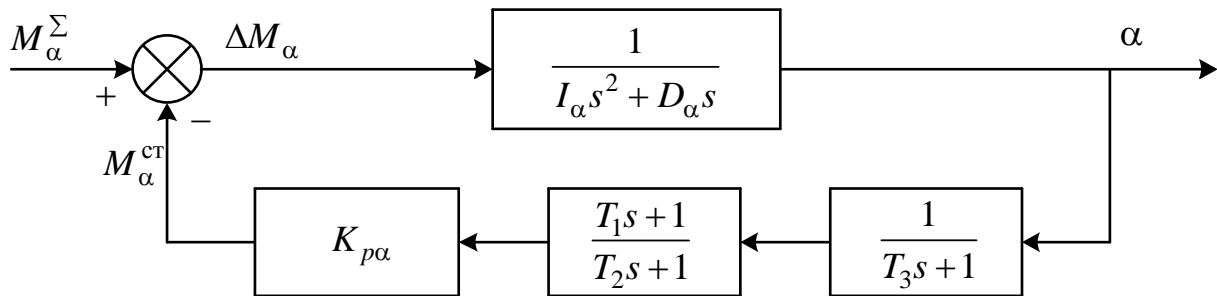


Рис. 9 Структурная схема скорректированной системы

Передаточная функция скорректированной системы имеет вид:

$$\begin{aligned} W_{кор}(s) &= \frac{K_{p\alpha}}{I_\alpha s^2 + D_\alpha s} \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)} \frac{1}{(T_3 s + 1)} = \\ &= \frac{173}{0,01857s^2 + 0,00382s} \cdot \frac{0,025s + 1}{0,0025s + 1} \cdot \frac{1}{0,00001s + 1} \end{aligned}$$

Логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики скорректированной системы имеют вид:

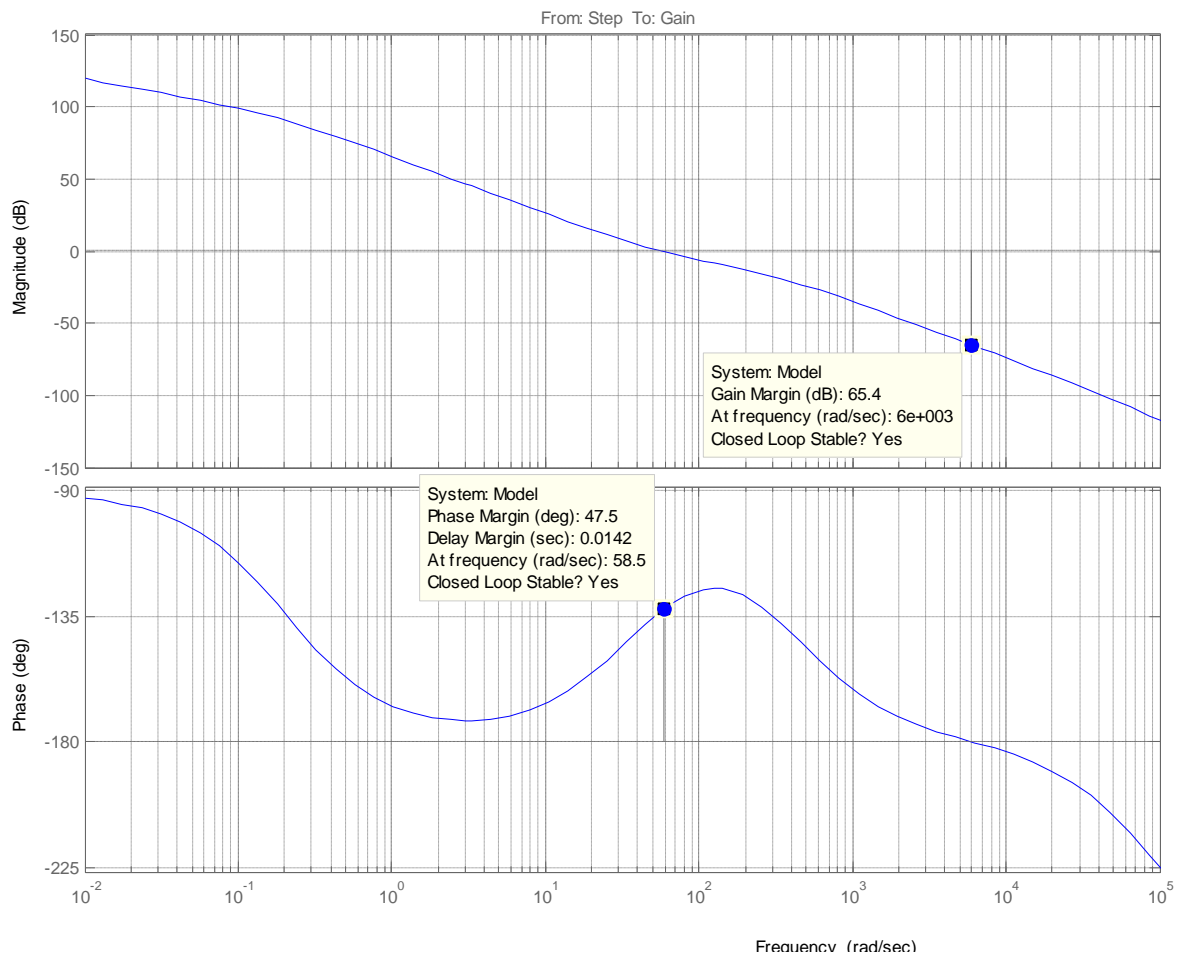


Рис. 10 ЛАФЧХ скорректированной системы

Из представленной характеристики видно, что запас по амплитуде $\Delta L = 65,4$ дБ, а запас по фазе $\Delta\varphi = 47,5^\circ$ при частоте среза $\omega_{cp} = 58,5$ рад/сек = 9,31 Гц. Это означает, что система устойчива с запасом по амплитуде и по фазе.

Список литературы

1. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров / Под ред. К. А. Пупкова и Н. Д. Егупова. — М.: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2007. — 664 с.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1.	
ПРОГРЕССИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ОБОРУДОВАНИЕ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ В МАШИНОСТРОЕНИИ	3
<i>Штокал А.О. Шаталов В.К.</i> Изучение влияния МДО - покрытия на теплопроводность циркония	4
<i>Быков А.А.</i> Эталоны сравнения в нанометрологии для обеспечения единства измерений	8
<i>Новик О.В. Калмыков В.В.</i> Оптимизация последовательности выполнения переходов при обработке плоскостей и отверстий на многооперационных станка с ЧПУ	12
<i>Скворцов М.С., Калмыков В.В.</i> Область применения метода имитационного моделирования в машиностроении	18
<i>Газыев Р.Р. Малышев Е.Н.</i> Уплотнение и фиксация неподвижных соединений машин и механизмов герметиками	21
<i>Федорова О.С. Калмыков В.В.</i> Влияние параметров поверхности на эксплуатационные характеристики деталей	25
<i>Пороваева Т.А. Калмыков В.В.</i> Определение зависимости статистической надежности автоматического загрузочного устройства от параметров наладки	28
<i>Юсупова К.Н., Калмыков В.В.</i> Определение оптимального числа интервалов группирования экспериментальных данных	34
<i>Липихин Е.Г., Шаталов В.К.</i> Сверление композиционных материалов.....	40
СЕКЦИЯ 2.	
ТЕХНОЛОГИИ И МАШИНЫ СВАРОЧНОГО ПРОИЗВОДСТВА	44
<i>Сапожников А.Ю., Трунков А.С., Труханов К.Ю.</i> Численная оценка стекания металла сварочной ванны при наплавке на наклонную поверхность	45
<i>Вовченко А.В., Труханов К.Ю., Ткачев Д.А.</i> Применение нейросетевых моделей для описания связи параметров режима сварки и геометрии сварочной ванны.....	48
<i>Парамонов С.С., Максимов Н.Н.</i> Магнитное поле сварочного контура при контактной сварке медных деталей.....	52

<i>Потапов А.В., Зезюля В.В.</i> Разработка образцов для определения прочности соединения при электроконтактной наварке проволокой	58
СЕКЦИЯ 3. ФИЗИКА КОНДЕНСИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ	60
<i>Кузнецов В.В.</i> Исследование формы тока электростатического разряда с печатной платой	61
<i>Титков А.П., Пчелинцева Н.И.</i> Применение классических методов экспериментальной физики в технике модернизации электродов для отпаянных CO ₂ -лазеров.....	65
<i>Андреев Д.В., Столяров А.А.</i> Модификация МДП-приборов сильнополевой инжекций электронов в подзатворный диэлектрик	69
<i>Чернова Н.Н., Андреев В.В.</i> Влияние дозы подлегирования канала МДП-транзистора на характеристики высоковольтного стабилизатора тока.....	74
<i>Чернова Н.Н., Андреев В.В.</i> Оптимизация технологического процесса изготовления кристалла диодно-резистивной сборки.....	77
<i>Дмитриев В.Г., Андреев В.В.</i> Установка для определения параметров наноразмерных диэлектрических слоёв	79
<i>Соловьев И.В., Столяров А.А.</i> Измерение накопленной дозы радиационного облучения с использованием сенсоров со структурой металл-диэлектрик-полупроводник.....	82
<i>Ньейн Чан</i> Исследование свойств намагниченности материалов с применением модели Изинга	87
СЕКЦИЯ 4. ТУРБОМАШИНЫ И КОМБИНИРОВАННЫЕ УСТАНОВКИ	91
<i>Кондратьев А.В.</i> Экспериментальные и численные исследования макета воздушного конденсатора.....	92
<i>Афанасов Я.В., Шевелёв Д.В.</i> Расчетно - экспериментальное исследование аэродинамических характеристик крылового профиля	94
<i>Киселёв С.В., Сидоров А.А.</i> Исследование пограничного слоя на плоской пластине.....	99
<i>Киселёв С. В., Сидоров А. А.</i> Влияние охлаждения плоской пластины на структуру пограничного слоя при обтекании	110
<i>Птахин А.В.</i> Параметры термодинамических циклов высокотемпературных турбин.....	110

<i>Супельняк М. И., Карышев А. К.</i> Экспериментальное исследование тепловых волн в цилиндре	112
СЕКЦИЯ 5. КЛАССИЧЕСКИЕ И СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ; АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ И ПРОИЗВОДСТВОМ	118
<i>Мин Чжо Ту</i> Особенности динамики регулирования энергетических турбин при случайных возмущениях	119
<i>Аунг Чжо Со, Мьо Паинг Сат, Макаренков А.М.</i> Идентификация случайных параметров электрогидравлического привода с использованием проекционных моделей	127
<i>Окар Мин, Чжо Ту Аунг, Мельников Д.В.</i> Алгоритм корреляционного анализа нелинейных систем автоматического управления с использованием аппарата матричных операторов	134
<i>Чжо Ту Аунг, Окар Мин, Мельников Д.В.</i> Алгоритм исследования линейных нестационарных систем с использованием аппарата матричных операторов и теории чувствительности	140
<i>Тун Тун Чжо, Тин Эй Чжо, Макаренков А.М.</i> Синтез оптимальных программных управлений для объектов со случайными параметрами.....	149
<i>Тин Эй Чжо, Тун Тун Чжо, Макаренков А.М.</i> Оптимизация параметров pid-регуляторов с учетом их технологического разброса.....	154
<i>Мьо Паинг Сат, Аунг Чжо Со, Мамедов Ф.Б., Макаренков А.М.</i> Использование параллельных вычислений при моделировании стохастических систем.....	158
<i>Ларина Т.В.</i> Использование вейвлетов в анализе данных при отсутствии полной информации и наличии белого шума.....	164
<i>Тамонов Д.В., Калинин А.В., Масюк В.М.</i> Обзор земной поверхности с неподвижных носителей бистатической радиолокации и прогнозирование её характеристик	168
<i>Кузнецов Д.В., Пчелкин О.П.</i> Синтез регулятора для микропроцессорной системы управления вынужденными колебаниями мотор-маятника	175
<i>Мьинт Хтун Наинг</i> Калибровка триады акселерометров инерциальной навигационной системы на стенде	180
<i>Исаев А.А., Петелин В.А., Масюк В.М.</i> Проектирование мехатронного устройства измерения положения, скорости и ускорения линейной части робота МП-9С	193

<i>Белова В.А., Иванова П.М., Харченкова Е.А.</i> Разработка макета робототехнической тележки с возможностью распознавания цвета поверхности	197
<i>Корнюшина Е.Ю.</i> Фильтрация сигналов с использованием вейвлет - преобразования и фильтра Р. Калмана.....	204
<i>Керимов С.С., Масюк В.М., Сакович О.В.</i> Разработка программы диагностики двигателя.....	210
<i>Лапиков А.Л.</i> Исследование применимости метода решения прямой задачи кинематики для манипулятора Гью-Стюарта типа 6-6.....	218
<i>Нэй Тве, Петровичев М.А.</i> Проектирование систем вибрационных испытаний: основные этапы и их содержание	228
<i>Пью Чжо Кхаунг, Мышляев Ю.И.</i> Об одной модификации алгоритмов с настраиваемой поверхностью скольжения.....	236
<i>Тар Яр Мьо, Мышляев Ю.И.</i> Адаптивное управление системой в форме Лагранжа с интегратором.....	242
<i>Наинг Аунг Со, Егунов Н.Д.</i> Некоторые вопросы обобщения частотного метода: некоторые положения спектрального метода для класса цифровых систем	247
СОДЕРЖАНИЕ	262

**НАУКОЕМКИЕ ТЕХНОЛОГИИ
В ПРИБОРО - И МАШИНОСТРОЕНИИ
И РАЗВИТИЕ ИННОВАЦИОННОЙ
ДЕЯТЕЛЬНОСТИ В ВУЗе**

**Материалы
Региональной научно-технической конференции**

Том 1

Научное издание

Все работы публикуются в авторской редакции. Авторы несут ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, статистических данных и прочих сведений

Подписано в печать 12.04.2014.
Формат 60x90/16. Печать офсетная. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Печ. л. 16,625. Усл. п. л. 16,625. Тираж 50 экз. Заказ № 110

Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана
107005, Москва, 2-я Бауманская, 5

Санитарно-эпидемиологическое заключение
№ 77.99.60.953.Д.003961.04.08 от 22.04.2008 г.

Оригинал-макет и отпечатан в Редакционно-издательском отделе
КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана
248000, г. Калуга, ул. Баженова, 2, тел. 57-31-87

ISBN 978-5-7038-3956-0

