

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

БРЯНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ



Сборник научных трудов

II Международной научно-практической конференции
«САПР и моделирование в современной электронике»

Брянск, 24 – 25 октября 2018 г.

Часть 1

Брянск
2018



**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

Брянский государственный технический университет

САПР И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

**Сборник научных трудов
II Международной
научно-практической конференции
Брянск, 24 – 25 октября 2018 г.**

**Под ред. Л.А. Потапова,
А.Ю. Дракина**

Часть 1

**Брянск
2018**

УДК 621.37/.39:658.011.56

ББК 30.2-5-05

DOI: 10.30987/collection_5c19e5de251a83.63771086

САПР и моделирование в современной электронике [Текст] + [Электронный ресурс]: сб. науч. тр. II Международной научно-практической конференции / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – 249 с.

ISBN 978-5-907111-40-0

ISBN 978-5-907111-41-7

Приведены научные статьи участников II Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике», отражающие результаты исследований в области применения моделирования и САПР в электронике, физике, радиотехнике, научных исследованиях и учебном процессе.

Сборник научных трудов предназначен для инженерно-технических работников промышленных предприятий, а также может быть полезен для аспирантов и студентов.

Конференция проведена в рамках выполнения работ по заданию Министерства образования и науки Российской Федерации № 8.1729.2017/ПЧ.

Редактор Т.И. Королева
Компьютерный набор О.А. Топчий

Темплан 2018 г., п.56

Подписано в печать 07.12.18. Формат 60 x 84 1/16.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Печ. л. 18,3. Уч.-изд. я. 18,3. Тираж 110 экз.

Издательство Брянского государственного технического университета.

Брянск, бульвар им. 50 лет Октября, д. 7. Телефон 58-82-49.

Типография ООО «Графика», переулок Осоевяхима, д. 14, оф. 1.

ISBN 978-5-907111-40-0

ISBN 978-5-907111-41-7

© Брянский государственный
технический университет, 2018

**СЕКЦИЯ «ПРИМЕНЕНИЕ САПР В ЭЛЕКТРОНИКЕ, ФИЗИКЕ,
РАДИОТЕХНИКЕ И СОВРЕМЕННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ»**

УДК 537.633.2

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5de650781.53271413

В.Н. Ануфриев, А.В. Козлов

(г. Москва, Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»)

**ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО
МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ДАТЧИКА ХОЛЛА С P-N
ПЕРЕХОДАМИ МЕТОДОМ МОДЕЛИРОВАНИЯ В SENTAURUS TCAD**

Исследована новая конструкция датчика Холла средствами приборно-технологического моделирования Sentaurus TCAD. Указаны достоинства конструкции, исследовано влияние напряжения Холла от выбранных топологических размеров.

The article presents a study of the new design of the Hall sensor by means of device-technological modeling Sentaurus TCAD. The advantages of the design are indicated, the influence of the Hall voltage on the selected topological dimensions is investigated.

Ключевые слова: Synopsys Sentaurus TCAD, магнитная чувствительность, датчик Холла.

Keywords: Synopsys Sentaurus TCAD, magnetic sensitivity, Hall field sensor.

Интерес к датчикам магнитного поля не угасает уже на протяжении нескольких десятков лет, что связано с разработкой большого количества электронных приборов, работающих на измерении параметров магнитного поля. Среди них бесконтактные измерители постоянного тока, системы диагностики трубопроводов, счетчики оборотов движущихся частей в изделиях автомобиле- и авиастроения, томографы в медицине и др. [1]. С каждым годом к датчикам магнитного поля предъявляется всё больше требований: повышение радиационной стойкости и диапазона температур; снижение потребляемой мощности; уменьшение размеров; возможность изготовления в едином технологическом маршруте всей схемы; размещение на одном кристалле всех элементов, измеряющих x , y и z -компоненты магнитного поля и др.

Ранее было показано, например [2], существует много конструкций магниточувствительных элементов, отличающихся технологиями изготовления, принципами работы и набором критериев качества, однако наиболее популярными среди них остаются датчики Холла. Реализация датчиков Холла может быть различной, в этой работе проводилось

исследование средствами математического моделирования датчика Холла с крестовидной топологией, сформированного в n-слое с переменной концентраций донорной примеси, расположенного между подложкой и слоем p-типа.

Внешний вид датчика, используемого в приборно-технологическом моделировании в TCAD, приведен на рис.1.

Принцип работы интегрального магниточувствительного датчика Холла с двумя p-n переходами (ИМДХ) схож с принципом работы классического интегрального датчика Холла. Отличие заключается в том, что ИМДХ, сформированный в диффузионной области N-типа располагается между подложкой r-типа и P+-диффузионной областью. Наличие двух p-n переходов p+-n и p-substrate-n-тип позволяет модулировать активную толщину N- слоя с помощью обратного смещения этих p-n переходов (на рис.1 толщина n-слоя – расстояние между пунктирными линиями). Таким образом, ток, протекающий в N-слое между истоком и стоком (подобно МДП транзистору), в магнитном поле, и обеспечивающий разность потенциалов между контактами H1 и H2 зависит не только конструкции датчика, технологии его изготовления и потенциала стока V_{ds} , но также от напряжения P+-исток V_{p+-s} и P-SUBSTRATE-исток $V_{p-sub-s}$.

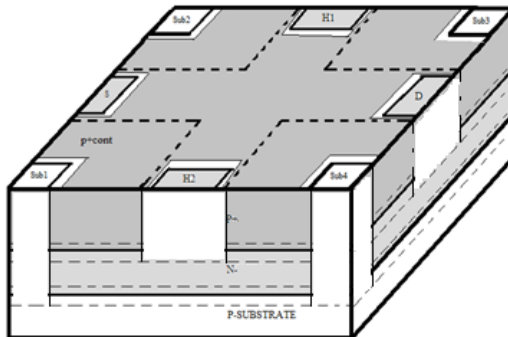


Рис.1. Структура интегрального датчика Холла с двумя p-n переходами.

Обозначения: P+- диффузионная область r-типа с высокой концентрацией, N- – диффузионная область n-типа с низкой концентрацией, P-SUBSTRATE – кремниевая подложка r-типа (КДБ-12), Sub1-4 – распределенный контакт к подложке r-типа, r+cont – контакт к P+-слою -, S – контакт к области истока (слой N-типа), D – контакт к области стока (слой N-типа), H1 и H2 – холловские контакты 1 и 2.

Осуществлялось математическое моделирование ВАХ зависимостей тока стока, потенциалов контактов H1 и H2 в среде Synopsys TCAD. На основе рассчитанных потенциалов электродов H1 и H2 вычислялось напряжения Холла V_H по формуле (1).

$$V_H = V_{H1} - V_{H2} \quad (1)$$

Трехмерная структура ИМДХ задавалась аналитически в редакторе *Ligament Flow Sentaurus TCAD*. Концентрация акцепторной примеси (бор) в подложке выбиралась $N_A=1.2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, толщина подложки – 10 мкм. Слой N-типа, толщиной 2 мкм, имел спадающую концентрацию от $7,42 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ на границе с p+-слоем до $1,2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ в подложке. Слой P+-типа, толщиной 0,2 мкм, имел спадающую концентрацию от $3 \cdot 10^{21} \text{ см}^{-3}$ на поверхности до $7 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ на границе со слоем N-типа. На поверхности формировались контактные окна к областям, в соответствии с рис.1. Взаимное расположение областей и контактов прибора задавались в топологическом редакторе *Ligament Layout Synopsys TCAD*.

Расчет электрических BAX и электрофизических параметров областей прибора осуществлялся в программе *SDEVICE Sentaurus TCAD*. Применялось диффузионно-дрейфовая модель, учитывающая вычисление токов и потенциалов прибора на основе системы уравнений непрерывности для электронов и дырок и уравнения Пуассона в узлах сетки конечных элементов. Построение BAX и вычисление напряжения Холла в соответствии с (1) осуществлялось в программе *INSPECT Sentaurus TCAD*, двумерные и трехмерные распределения электрофизических параметров строились в программе *Tecplot SV Sentaurus TCAD*. Отдельно параметры модели не уточнялись, т.к. электрические и технологические параметры модели и результаты моделирования соответствовали ранее экспериментально изготовленным и измеренным образцам приборов ИМДХ.

Датчик Холла подключался к электрической цепи по схеме с общим истоком. На электрод стока устанавливалось постоянное напряжение сток – исток $V_{ds} = 2 \text{ В}$, контакт P+ электрически замыкался с распределенным контактом подложки P-SUB, на которые относительно истока подавалось обратное напряжение $V_{p-sub-p+ - s} = -2 \text{ В}$.

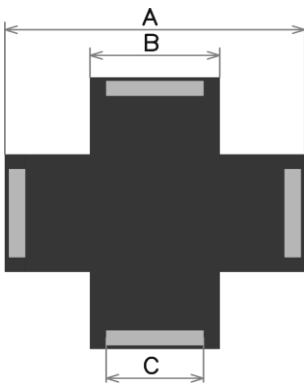


Рис.2. Топология N-слоя (активная область)

Расстояние между краями противоположных лепестков N-слоя исходной конструкции ИМДХ (параметр «А» на рис.2) составляло 100 мкм. Длина лепестков «крестовидного» N-слоя (параметр «В») – 50 мкм. Длина омических контактов к N-слою (параметр «С») – 45 мкм. Ширина омических контактов не изменялась и составляла 2 мкм.

Путем математического моделирования исследовано влияние магнитного поля, направленного ортогонально поверхности кристалла в глубь ИМДХ, на величину напряжения Холла, рассчитываемого по формуле (1).

Результаты представлены на рис.3. Величина магнитной индукции изменялась от 0 до 1 Тл.

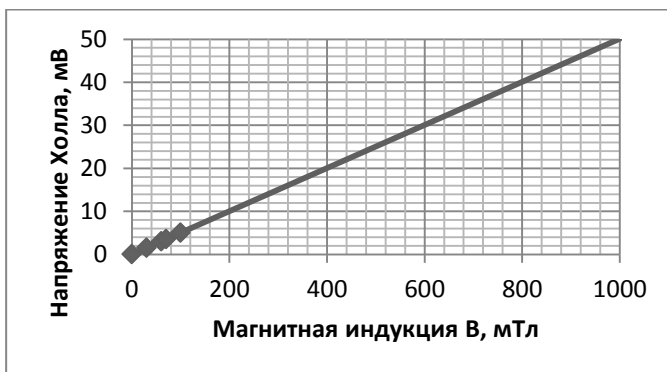


Рис.3. Влияние магнитного поля на напряжения Холла ИМДХ при $V_{ds} = 2V$ и $V_{p+s} = -2V$

С целью поиска оптимальной по напряжению Холла конструкции ИМДХ проводилось исследование влияния параметров «В» и «С» на V_H . В расчетах параметр «В» имел следующие значения: 10, 20, 35, 50, 65 и 80 мкм, соответственно. При этом параметр «С» (длина омического контакта к «лепесткам» N -слоя) в каждом случае на 5 мкм был меньше, т.е. действовало правило «С»=«В»-5. Ширина омического контакта N - составляла 2 мкм, контакт располагался симметрично относительно «лепестка» слоя. Результаты моделирования представлены на рис.4.

Как видно из рис.4, на графике имеется экстремум – точка максимума приходится на 50 мкм длины «лепестка», при этом максимальное напряжение Холла соответствует конструкции датчика с соотношением параметров $A/B = 2$. Минимальный размер параметра «В» в данном исследовании ограничен размером параметра «С», а максимальный – размером параметра «А».

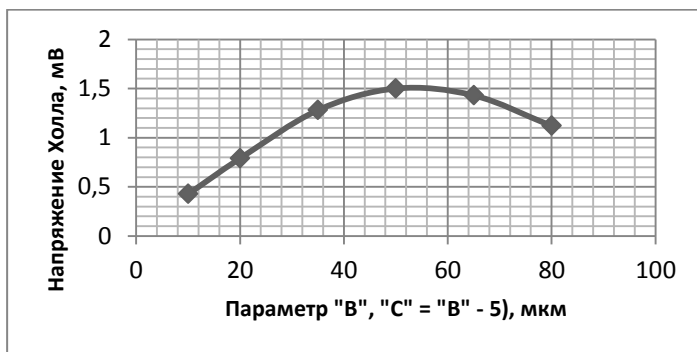


Рис.4. Влияние конструктивного параметра «В» на напряжение Холла датчика, работающего в магнитном поле 30 мТл при $V_{ds} = 2V$ и $V_{p+s} = -2V$

Также проводилось исследование влияние размера параметра «С» при размерах параметра «В», равного 50 и 80 мкм соответственно. Размер

параметра «А» не изменялся. На рис.5 представлена зависимость напряжения Холла датчика от размера параметра «С» при размере параметра «В»=50мкм.

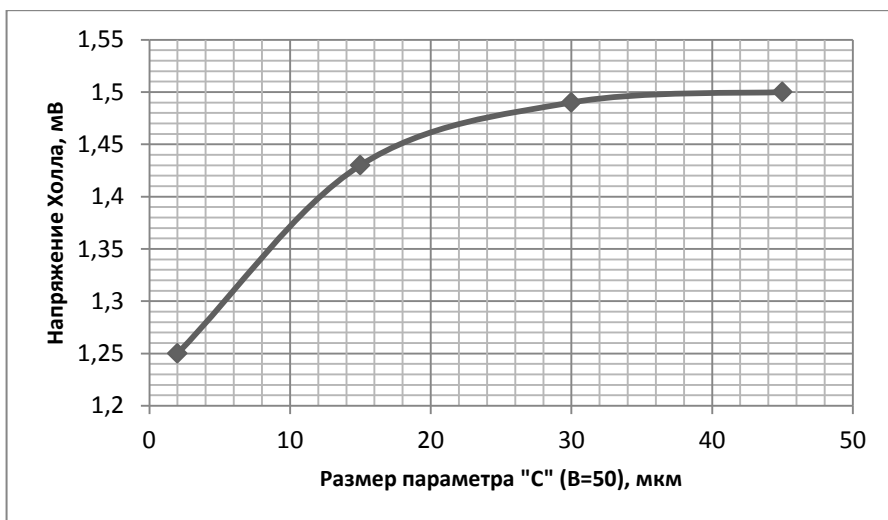


Рис.5. Влияние конструктивного параметра «С» на напряжение Холла датчика, работающего в магнитном поле 30 мТл при $V_{ds} = 2В$ и $V_{p+s} = -2В$ при размере параметров «В»=50 мкм и «А»=100 мкм.

Закключение. Средствами Sentaurus TCAD проведено исследование интегрального магниточувствительного датчика Холла с р-п переходами. Особенностью такой конструкции является возможность модулирования толщины рабочего п-слоя датчика, расположенного между р-п переходами р+-п-слой и п-слой-р-подложка. Проведено исследование напряжение Холла от латеральных размеров «крестовидной» топологии. В частности, установлено, что максимум напряжения Холла соответствует ширине «лепестка», равной половине ширины датчика Холла. Напряжение Холла также растет с увеличением ширины омического контакта к «лепесткам» крестовидной структуры датчика.

Список литературы

1. *John L. Simonds* Magnetoelctronics Today and Tomorrow // PHYSICS TODAY, 04.1995. – P.25-32.
2. Интегральные датчики Холла компании Honeywell, Датчики. Обзоры. – С. 9-13, www.beriled.biz.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 621.314

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5df1d8d31.70501716

М.А. Амелина, А.С. Амелин
(г. Смоленск, филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ» в г. Смоленске)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРОВЕРКИ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Предложена методика синтеза цепей коррекции импульсных стабилизаторов напряжения, использующих тракт обратной связи с гальванической оптоэлектронной развязкой. Проведено моделирование частотных характеристик тракта обратной связи с цепями коррекции, рассчитанными по предложенной методике. Показана применимость разработанной методики и возможность её использования при проектировании и использовании контроллеров управления мощными силовыми ключами со встроенной гальванической развязкой.

The method for the synthesis of correction circuits of Switch-mode Power Supplies using a feedback path with galvanic optoelectronic isolation is offered. The frequency characteristics of the feedback path with correction circuits calculated by the proposed method were simulated. The applicability of the developed technique and the possibility of its use in the design and use of controllers for driving power switches with integrated electrical isolation is shown.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор напряжения, контроллер силовых ключей, устойчивость, цепи коррекции, усилитель с оптоэлектронной развязкой, ЛАЧХ, полюс, ноль.

Keywords: switching voltage regulator, power switch controller, stability, correction circuits, opto-isolator amplifier, logarithmic amplitude-frequency response, pole, zero.

Одной из важных составляющих проектирования импульсного источника вторичного электропитания является обеспечение его устойчивости во всех возможных режимах работы. Импульсные стабилизаторы напряжения бывают двух типов: с режимом управления Voltage Mode и с режимом управления Current Mode [1]. Первый режим характеризуется управлением коэффициентом заполнения силового ключа (ключей) преобразователя только сигналом рассогласования выходного напряжения. Второй режим характеризуется дополнительным введением местной обратной связи по току дросселя, осуществляемой заменой генератора пилообразного напряжения на одном из входов ШИМ-компаратора сигналом с датчика тока дросселя. Большинство современных ШИМ-контроллеров позволяют управлять преобразователем постоянного напряжения и в первом, и во втором режимах.

При синтезе корректирующих цепей используют стандартную методику теории автоматического управления. Строят желаемую ЛАЧХ разомкнутой системы для обеспечения устойчивости и необходимых показателей качества замкнутой системы стабилизации (рис. 1). Затем из желаемой ЛАЧХ вычитают имеющуюся, в рассматриваемом случае это ЛАЧХ преобразователя и усилителя рассогласования без частотно-зависимых цепей. После вычитания получается ЛАЧХ звена коррекции (рис. 1). Установлено [1, 2], что большинство преобразователей постоянного напряжения, работающих в режиме непрерывных токов, имеют частотную характеристику двойной полюс (на резонансной частоте) – нуль, т.е. их ЛАЧХ состоит из трех участков (перечисленных в порядке возрастания частоты): 0 дБ/дек, -40 дБ/дек, -20 дБ/дек (рис. 1). В этом случае ЛАЧХ звена коррекции без использования местной обратной связи по току, т.е. в режиме Voltage Mode, получается следующей: 2 полюса, 2 нуля (рис. 1).

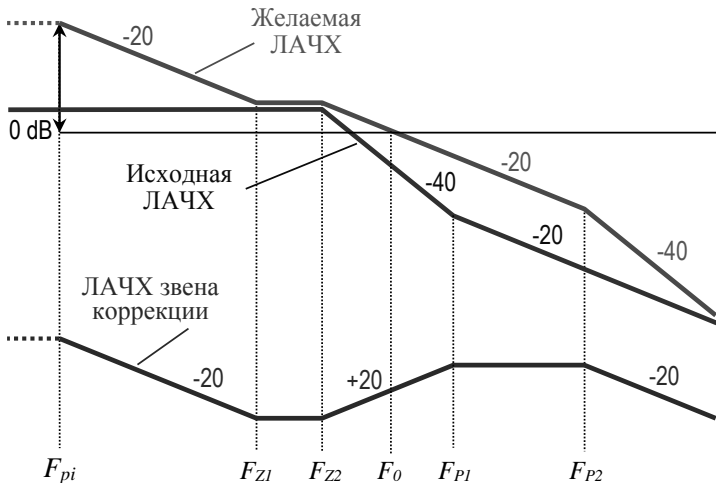


Рис. 1. Получение ЛАЧХ звена коррекции

Коррекция в импульсных источниках питания, как правило, осуществляется введением в усилитель сигнала рассогласования частотно-зависимых цепей. Для усилителя рассогласования с оптоэлектронной развязкой на основе микросхемы TL431 [3], получение указанной передаточной характеристики в частотной области может осуществляться следующими дополнительными цепями (рис. 2).

Для схемы рис. 2 частота доминантного полюса (полюса неидеального интегратора на основе TL431):

$$F_{pi} = \frac{1}{2\pi \cdot K_{U(TL431)} \cdot C_{Zerol} \cdot R_{Upper} \parallel R_{Lower}},$$

где $K_{U(TL431)} = dU_{cath}/dU_{in}$ — коэффициент передачи по напряжению ИМС TL431 на малом сигнале в схеме включения рис. 2.

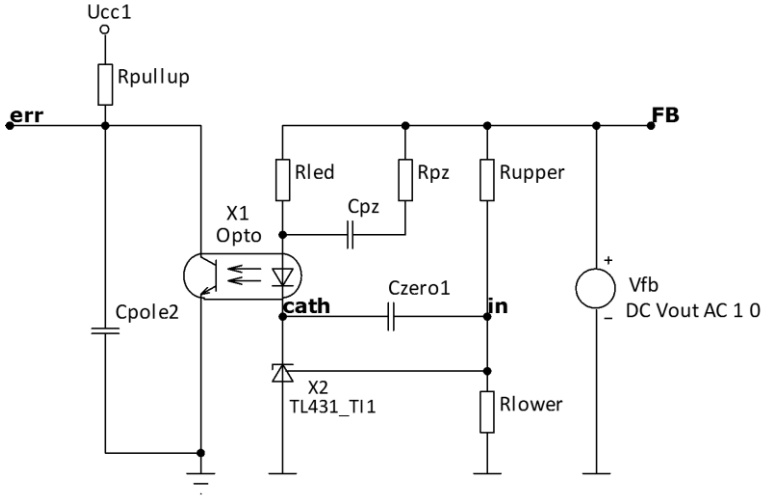


Рис. 2. Усилитель рассогласования с оптоэлектронной развязкой с частотной характеристикой 2 полюса – 2 нуля

Частота первого нуля:

$$F_{Z1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{Zero1} \cdot R_{Upper}} \quad (1)$$

Частота второго нуля:

$$F_{Z2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{PZ} \cdot (R_{PZ} + R_{Led})} \quad (2)$$

Частота первого полюса:

$$F_{P1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{PZ} \cdot R_{PZ}} \quad (3)$$

Частота второго полюса:

$$F_{P2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{Pole2} \cdot R_{Pullup}} \quad (4)$$

Из формул (1)–(4) несложно получить соотношения для расчета параметров звена коррекции: R_{PZ} , C_{PZ} , C_{Zero1} , C_{Pole2} :

$$R_{PZ} = \frac{F_{Z2} \cdot R_{Led}}{F_{P1} - F_{Z2}};$$

$$\begin{aligned}
 C_{PZ} &= \frac{1}{2\pi \cdot F_{P1} \cdot R_{PZ}}; \\
 C_{Zero1} &= \frac{1}{2\pi \cdot F_{Z1} \cdot R_{Upper}}; \\
 C_{Pole2} &= \frac{1}{2\pi \cdot F_{P2} \cdot R_{Pullup}}.
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Сопротивлением верхнего плеча делителя обратной связи задаются, можно взять, например, $R_{Upper} = 20$ кОм. Сопротивление нижнего плеча делителя обратной связи рассчитывается, исходя из заданного выходного напряжения стабилизатора U_{OUT} и внутреннего опорного напряжения ИМС TL431 $U_{ref} = 2,5$ В:

$$R_{Lower} = \frac{R_{Upper}}{U_{OUT} / U_{REF} - 1}.$$

Остальные параметры усилителя R_{Led} , R_{Pullup} рассчитываются при задании рабочей точки на постоянном токе [3], и на данном этапе известны.

Таким образом, зная положения полюсов и нулей корректирующего звена, можно получить значения параметров частотно-зависимых цепей усилителя рассогласования.

Методика проверялась путем моделирования в среде программы Micro-cap [4] при задании в формульном режиме на поле схемы параметров цепей, зависящих от положения нулей и полюсов (соотношения (5)). Моделирование (рис. 3) подтвердило верность методики расчета частотно-зависимых цепей усилителя.

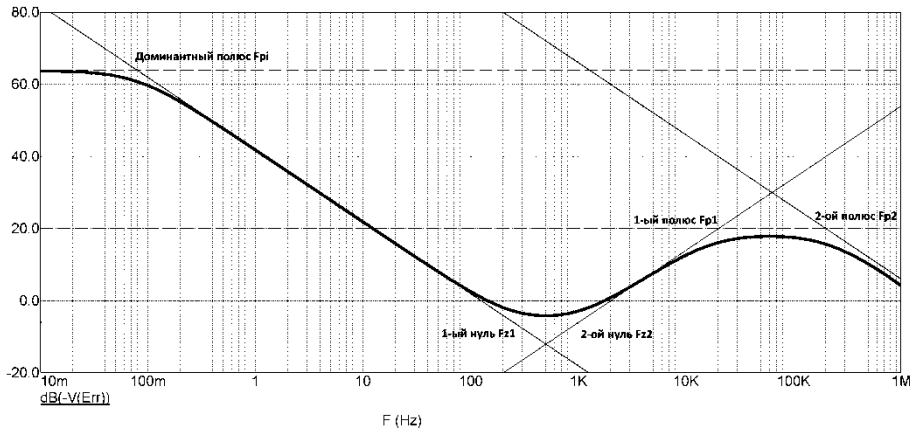


Рис. 3. АЧХ рассчитанного усилителя при задании $F_{Z1} = 250$ Гц, $F_{Z2} = 1000$ Гц, $F_{P1} = 20$ кГц, $F_{P2} = 200$ кГц

Также было выявлено следующее. Полное совпадение характеристик с заданными наблюдалось без учёта инерционности оптрона. При введении реальных параметров оптрона, АЧХ в области верхних частот шла значительно ниже желаемой характеристики. Исправить эту ситуацию отчасти удастся удалением конденсатора C_{Pole2} , обеспечивающим 2-й высокочастотный полюс.

Разработанная методика позволяет достаточно точно рассчитывать параметры корректирующей цепи для обеспечения устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения и иных устройств, содержащих гальванически развязанную цепь обратной связи. В частности, такую методику можно использовать при проектировании преобразователей электроэнергии, содержащих контроллеры управления мощными силовыми ключами со встроенным оптоэлектронным каналом обратной связи.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 16-07-00380 А.

Список литературы

1. Christophe P. Basso Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs, Copyright © 2008 by The McGraw-Hill Companies.

2. Мелешин, В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.

3. Амелина, М.А. Методика расчета статического режима усилителя рассогласования на основе микросхемы TL431/ М.А. Амелина, А.И. Гатина // ЭНЕРГЕТИКА, ИНФОРМАТИКА, ИННОВАЦИИ-2015 – ЭИИ-2015: сборник трудов: В 2 т. – Смоленск: Универсум, 2015. – Т.1. – Секции 1,2,3,4. – 506 с.: ил. (с. 245–250).

4. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. [Электронный ресурс]: учеб. пособие / М.А. Амелина, С.А. Амелин–Электрон. текстовые дан. – СПб. : Лань, 2014. – 632 с. Режим доступа: URL http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=53665

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 621.314

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e1dc9249.56226934

С.А. Амелин, А.С. Амелин

(г. Смоленск, филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ» в г. Смоленске)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНОЙ МОДЕЛИ ОБРАТНОХОДОВОГО СТАБИЛИЗАТОРА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрен способ обеспечения устойчивости импульсного стабилизатора напряжения с использованием непрерывной модели этого

дискретного устройства. Проанализирована область применимости такого способа. Показана возможность использования непрерывных моделей при анализе работы устройств преобразовательной техники, в том числе содержащие контроллеры управления мощными силовыми ключами.

A method for ensuring the stability of Switch-Mode voltage converter using an averaged continuous model of this discrete device is considered. The analysis of the scope of this method is carried out. The possibility of using averaged continuous models in the analysis of Power Electronics devices, including those containing controllers for driving power switches, is shown.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор напряжения, контроллер силовых ключей, непрерывная модель, устойчивость, цепи коррекции.

Keywords: Switch-Mode voltage converter, power switch controller, averaged continuous model, stability, correction circuits.

Важной частью любого сетевого импульсного источника питания являются элементы гальванической развязки вторичной (выходной) цепи от первичной (сетевой) [1]. Эти элементы должны быть как в силовом тракте, так и в тракте обратной связи. Кроме того, тракт обратной связи должен содержать цепи коррекции, обеспечивающие устойчивость замкнутой системы стабилизации. Эти цепи, как правило, строятся на основе усилителя рассогласования, в качестве которого может выступать, к примеру, микросхема TL431.

В [1] была представлена принципиальная схема такого усилителя и методика его расчета по постоянному току на заданные параметры для сопряжения с микросхемой ШИМ-контроллера. В [2] продемонстрированы основные принципы формирования частотно-зависимой характеристики усилителя с оптоэлектронной развязкой для обеспечения устойчивости замкнутой системы, коей и является импульсный стабилизатор напряжения (ИСН).

Остается открытым вопрос, как именно по шагам, используя систему компьютерного моделирования Micro-Cap [3], обеспечить устойчивость стабилизатора. Этой проблеме и посвящена данная статья.

Основная проблема состоит в получении частотной характеристики ключевого преобразователя постоянного напряжения (ППН), на основе которого строится стабилизированный источник питания. Поскольку ППН является нелинейной импульсной системой (т.е. содержит в своем составе ключ, меняющий конфигурацию системы), непосредственно получить его частотную характеристику в окрестности стационарного режима весьма сложно и трудоёмко. Выходом является использование для этой цели непрерывных моделей ППН, содержащихся в библиотеке программы Micro-Cap [3].

Следует отметить, что импульсные стабилизаторы напряжения бывают двух типов: с режимом управления Voltage Mode и с режимом управления Current Mode [3]. Первый режим характеризуется управлением

коэффициентом заполнения силового ключа (ключей) преобразователя только сигналом рассогласования выходного напряжения. Второй режим характеризуется дополнительным введением местной обратной связи по току дросселя, осуществляемой заменой генератора пилообразного напряжения на одном из входов ШИМ-компаратора сигналом с датчика тока дросселя. Большинство современных ШИМ-контроллеров позволяют управлять преобразователем постоянного напряжения и в первом, и во втором режимах.

Для демонстрации методики обеспечения устойчивости рассмотрим сетевой ИСН с режимом Voltage Mode на основе обратноходового преобразователя (FLYBACK).

Непрерывная модель рассматриваемого ИСН (рис. 1) включает:

- источник входного постоянного напряжения V_{in} — выдает амплитудное значение напряжения сети ~ 220 В после выпрямителя с емкостным фильтром;
- непрерывную модель обратноходового импульсного преобразователя напряжения X1;

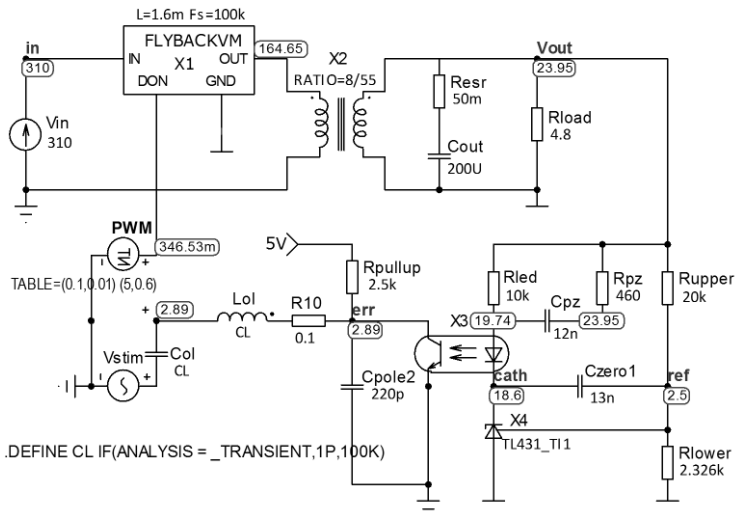


Рис. 1. Непрерывная модель ИСН на основе FLYBACK в режиме анализа Dynamic DC

- модель понижающего дросселя-трансформатора FLYBACK X2;
- выходной RC-фильтр Cout-Rload;
- делитель обратной связи Rupper-Rlower;

- усилитель сигнала рассогласования с оптоэлектронной развязкой на элементах Х3-Х4;
- непрерывную модель ШИМ-компаратора PWM.

Усилитель рассчитан по постоянному току с использованием методики [1], при учете того, что для его питания используется выходное напряжение стабилизатора 24 В, а выходной транзистор оптопары питается от низковольтного источника питания собственных нужд величиной 5 В. Результаты анализа стационарного режима ИСН (Dynamic DC) по его непрерывной модели (рис. 1) показывают, что расчет выполнен верно: напряжение на нагрузке стабилизатора стремится к заданным 24 В.

Без частотно-зависимых цепей усилителя (т.е. при запрете конденсаторов C_{pz} , C_{zero} , C_{pole1}) система неустойчива в динамических режимах и в ней возникают автоколебания (рис. 2).

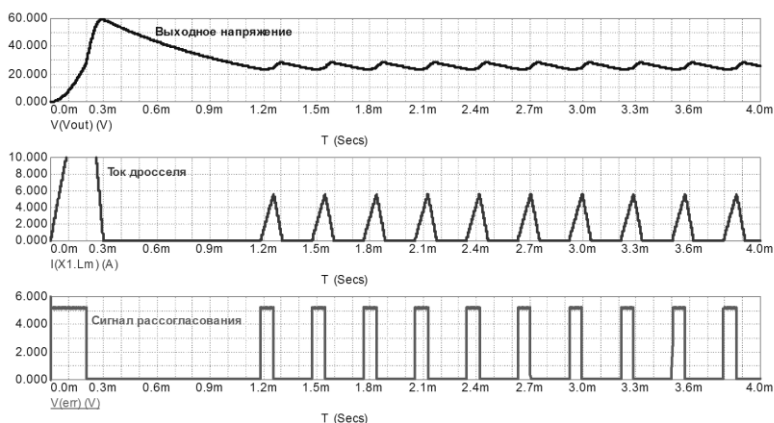


Рис. 2. Результаты анализа Transient ИСН без коррекции (C_{pz} , C_{zero1} , C_{pole1} – запрещены)

Для коррекции системы по методике [2] необходимо сначала получить частотную характеристику собственно ППН. Она может быть снята в режиме частотного анализа схемы (рис. 1) для напряжения в узле V_{out} (рис. 3). По ней видно, что имеется двойной полюс на резонансной частоте LC-фильтра ППН $F_{pp}=1,3$ кГц и нуль на частоте $F_z=30$ кГц. Для того чтобы получить необходимую желаемую ЛАЧХ разомкнутого тракта, необходимо сформировать ЛАЧХ усилителя обратной связи два нуля – два полюса в порядке возрастания частот $F_{z1}-F_{z2}-F_{p1}-F_{p2}$ [2]. Данные частоты могут быть вычислены по характерным частотам ППН F_{pp} и F_z по следующим формулам:

$$F_{z1}=0,5F_{pp}; \quad F_{z2}=F_{pp}; \quad F_{p1}=F_z; \quad F_{p2}=10F_z.$$

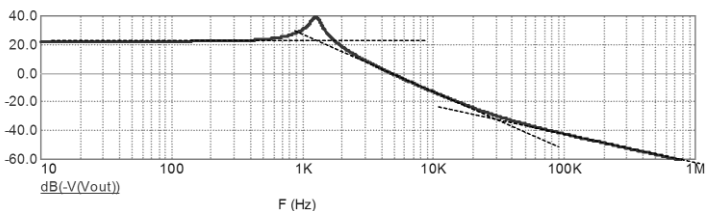


Рис. 3. АЧХ непрерывной модели ППН FLYBACK

По известным частотам двух нулей и полюсов усилителя по методике [2] могут быть рассчитаны элементы усилителя с оптоэлектронной развязкой на основе ИМС TL431, формирующие необходимую частотную характеристику: R_{PZ} , C_{PZ} , C_{ZERO1} , C_{POLE1} . Рассчитанные значения этих компонентов и представлены в схеме (рис. 1).

Частотная характеристика разомкнутого тракта (напряжения в узле *err*), снятая в режиме АС при наличии в схеме усилителя формирующих частотную характеристику компонентов (R_{PZ} , C_{PZ} , C_{ZERO1} , C_{POLE1}) свидетельствует о том, что система устойчива и имеет достаточный запас по фазе в 41° (рис. 4).

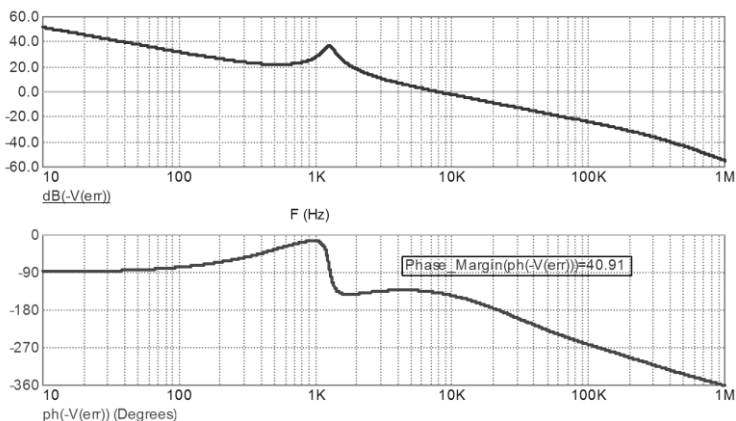


Рис. 4. АЧХ и ФЧХ разомкнутой скорректированной системы

Однако характеристики рис. 4 свидетельствуют лишь об устойчивости в малом (т.е. при малых возмущениях в окрестности стационарного режима). Модель (рис. 1) является существенно нелинейной (нелинейна регулировочная характеристика преобразователя, в тракте присутствуют звенья с двусторонним ограничением сигнала: усилитель рассогласования и ШИМ). Поэтому окончательно её нужно испытать в режиме больших возмущений, одним из которых является старт ИСН из нулевых начальных условий при подаче питания. Такие временные диаграммы, снятые в режиме TRANSIENT (рис. 5), также свидетельствуют о нормальной работе ИСН.

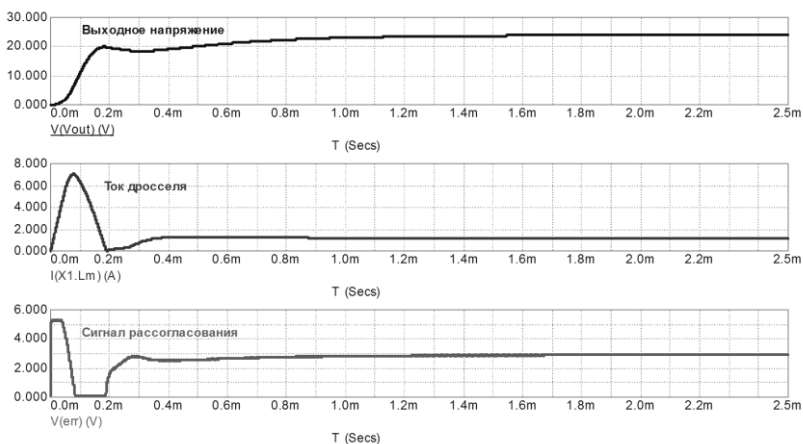


Рис. 5. Временные диаграммы старта ИСН (по непрерывной модели)

Следует отметить, что импульсные преобразователи напряжения по своей сути являются дискретными системами. Использование непрерывной модели является упрощающим допущением, поэтому результаты моделирования при быстрых внешних возмущениях могут отличаться от результатов эксперимента. Однако большинство преобразовательных устройств работают с возмущениями, постоянные времени которых много больше периода коммутации, и в этом случае использование непрерывной модели вполне оправдано. В частности, такую модель можно использовать при анализе режимов работы преобразовательных устройств, содержащих контроллеры управления мощными силовыми ключами.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 16-07-00380 А.

Список литературы

1. *Амелина, М.А.* Методика расчета статического режима усилителя рассогласования на основе микросхемы TL431 / М.А. Амелина, А.И. Гатина // ЭНЕРГЕТИКА, ИНФОРМАТИКА, ИННОВАЦИИ-2015 – ЭИИ-2015: сборник трудов: В 2 т. – Смоленск: Универсум, 2015. – Т.1. – Секции 1,2,3,4. – 506 с.: ил. (с. 245–250).
2. *Гатина, А.И.* Звено коррекции на основе усилителя с оптоэлектронной развязкой для импульсного стабилизатора напряжения с режимом Voltage mode/ А.И. Гатина, М.А. Амелина // ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ЭНЕРГЕТИКА И ЭКОНОМИКА / Сб. тр. XIII Межд. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: В 3 т. – 2016. – Т.2.– С. 37–40.
3. *Амелина, М.А.* Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. [Электронный ресурс]: учеб. пособие / М.А. Амелина, С.А. Амелин – Электрон. текстовые дан. – СПб. : Лань, 2014. – 632 с. Режим доступа: URL http://e.lanbook.com/books/element.php?p11_id=53665

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 621.313, 621.355

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e39a6be6.96618825

К.Р. Бахтеев, А.И. Федотов, Р.Ш. Мисбахов
(г. Казань, Казанский государственный энергетический университет)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ СОВМЕСТНО С СИНХРОННЫМ ГЕНЕРАТОРОМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

С помощью компьютерного моделирования показано, что использование накопителей электроэнергии, таких как аккумуляторные батареи и суперконденсаторы, совместно с синхронным генератором позволяет улучшить качество электроснабжения крупных промышленных потребителей при провалах напряжения различной длительности. Часть энергии накопителей идет на форсировку возбуждения синхронного генератора, остальная, большая часть одновременно выдает энергию на общие шины.

Using computer simulations, it has been shown that the use of energy storage devices such as batteries and supercapacitors together with a synchronous generator can improve the quality of power supply to large industrial consumers during voltage dips of various durations.

Ключевые слова: накопители электроэнергии, гибридный накопитель, провал напряжения, синхронный генератор, автономное электроснабжение, имитационное моделирование.

Keywords: electricity storage, hybrid storage, voltage failure, synchronous generator, autonomous power supply, simulation modeling.

В последние годы одним из трендов инновационного развития отечественной энергетики становится активный уход многих потребителей от исключительно централизованного энергоснабжения к распределенной генерации (РГ), когда объекты РГ подключаются либо непосредственно к потребителю, либо к распределительной электрической сети [1].

Высокая степень автоматизации и электрификации многих технологических процессов, появление многочисленных технологических циклов с тонкой настройкой сделали производственный процесс промышленных потребителей очень чувствительным к надежности системы электроснабжения и качеству электроэнергии [2]. Нарушение технологического процесса, особенно в условиях непрерывного характера производства, может приводить к остановке производства, к браку и недоотпуску продукции, а также сопровождаться существенными экономическими потерями [3].

На рис. 1 представлена имитационная модель аккумуляторной батареи большой мощности, которая работает через стабилизатор напряжения, инвертор и трансформатор, выдавая запасенную энергию на шины промышленного потребителя 6(10) кВ. Такая модель позволяет показать работу системы в целом [4, 5].

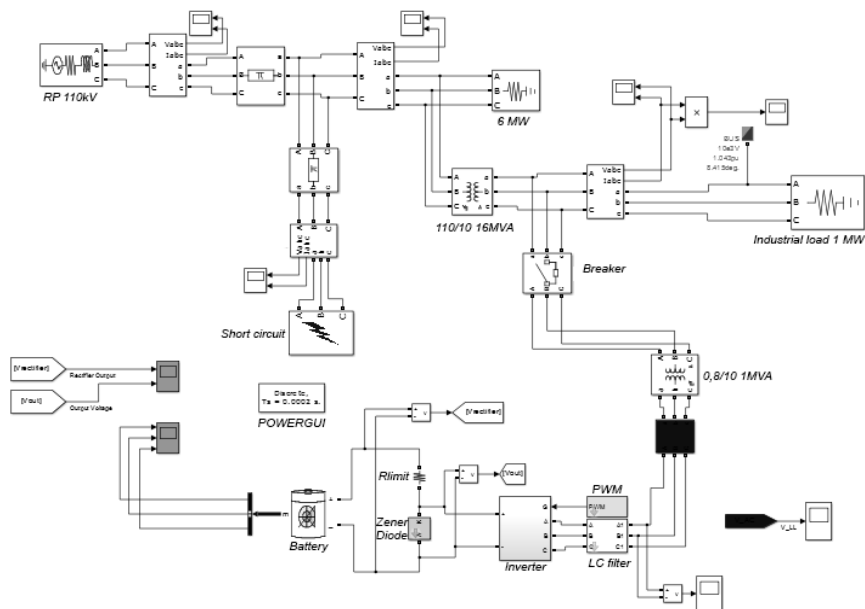


Рис. 1. Имитационная модель подключения аккумуляторной батареи большой мощности к шинам промышленного потребителя 6(10) кВ

На рис. 2. представлены результаты эксперимента, которые иллюстрируют время срабатывания резервной защиты, основанной на аккумуляторной батарее большой мощности.

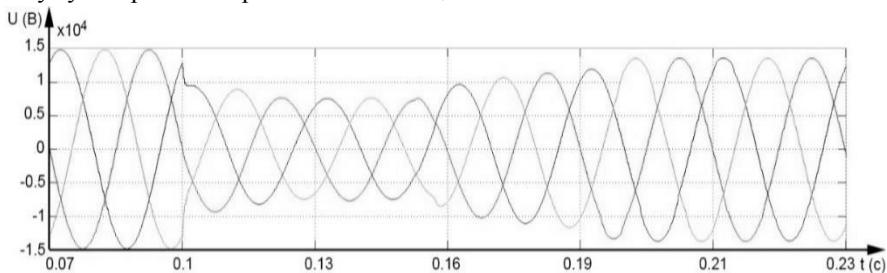


Рис. 2. Время срабатывания резервной защиты, основанной на аккумуляторной батарее большой мощности

Как видно из осциллограммы (рис. 2), в момент времени 0,1 с происходит ПН, в течение 50 мс срабатывает БАВР, подключается резервная защита. Кратковременные нарушения электроснабжения с меньшей продолжительностью времени успевают оказать негативное влияние на энергосистему предприятия [5].

Для кратковременных воздействий предложено использовать суперконденсаторы - конденсаторные батареи, выполненные на базе ячеек с двойным электрическим слоем, которые все чаще находят применение в качестве накопителей энергии в энергосистеме [6, 7, 8].

Суперконденсаторы мгновенно выдают имеющуюся энергию, что позволяет предотвратить самые короткие кратковременные нарушения электроснабжения.

Была создана имитационная модель батареи суперконденсаторов, которая подключена параллельно с сетью. Емкость суперконденсатора составляет 60 Ф, суммарным напряжением батареи 900 В, система работает через стабилизатор, который ограничивает напряжение до 800 В и работает на нагрузку 1 МВт, аналогичную представленной на рис.1, где вместо аккумуляторной батареи большой мощности установлена батарея суперконденсаторов, которые работают через стабилизатор напряжения, инвертор и трансформатор, выдавая запасенную энергию на шины промышленного потребителя 6(10) кВ.

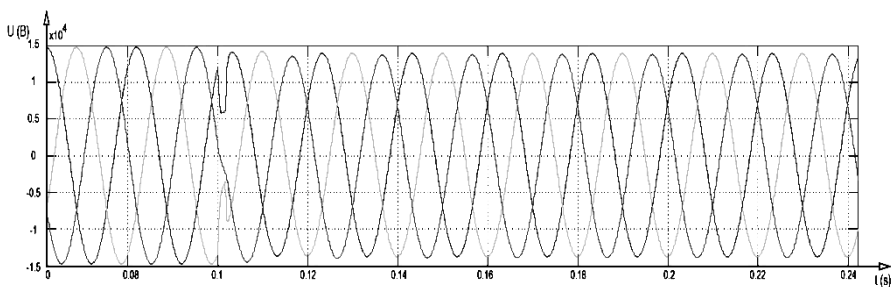


Рис. 3. Время срабатывания резервной защиты, основанной на батарее суперконденсаторов

Как видно из осциллограммы (рис. 3), в момент времени 0,1 с происходит ПН и при пропадании электрического тока или при выходе его параметров за допустимые нормы батарея суперконденсаторов позволяет подключенному к ней промышленному потребителю еще в течение некоторого времени продолжать работу.

Два представленных способа эффективны в разных аварийных режимах, поэтому необходимо экономическое обоснование применения каждого из

них. Еще одним способом, наиболее экономически эффективным, является применение накопителей электроэнергии для форсировки систем возбуждения синхронного генератора, т.к. требуются значительно меньшие мощности накопителей.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы», соглашение о предоставлении гранта в форме субсидии № 14.574.21.0188 – 1 этап, уникальный идентификатор прикладных научных исследований (проекта) RFMEFI57418X0188.

Список литературы

1. *Бахтеев, К.Р.* Проблемы интеграции собственной генерации в электроэнергетическую систему / К.Р. Бахтеев. – Казань: Казанский государственный энергетический университет, 2015. – С.10.
2. *Бердников, Р.Н.* Гибридный накопитель электроэнергии для ЕНЭС на базе аккумуляторов и суперконденсаторов / Р.Н. Бердников, В.Е. Фортвов, Э.Е. СОН, К.К. Дельщиков, А.З. Жук, Н.Л. Новиков, Ю.Г. Шакарян. // Энергия единой сети. – 2013. – №2(7). – С.41.
3. *Федотов, А.И.* Влияние малой распределённой генерации на уровень остаточного напряжения при коротких замыканиях / А.И. Федотов, К.Р. Бахтеев, А.В. Леонов. – Казань: Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики, 2016. – С.45.
4. *Malhotra, A.* Use cases for stationary battery technologies: A review of the literature and existing projects / A. Malhotra, B. Battke, M. Beuse, A. Stephan, T. Schmidt Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2016. – №56. – P. 705.
5. *Бахтеев, К.Р.* Создание гибридного накопителя электроэнергии большой мощности для предотвращения кратковременных нарушений электроснабжения промышленных потребителей / К.Р. Бахтеев. – Казань: Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2017. – С.36.
6. *Rastler, D.* Electric Energy Storage Technology Options: A White Paper Primer on Applications, Costs, and Benefits / D. Rastler. EPRI, Palo Alto, CA, 2010. 1020676. –
7. *Федотов, А.И.* Повышение качества электроснабжения промышленных потребителей путем использования накопителей электроэнергии при провалах напряжения / А.И. Федотов, К.Р. Бахтеев. – Чебоксары: Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова, 2017. – С.308.
8. *Kenan, M.* Transient modeling and analysis of a DFIG based wind farm with supercapacitor energy storage / M. Kenan, D. Ayşen, B. Arsoyb. International Journal of Electrical Power & Energy Systems Volume 78, June 2016. – P. 414.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 621.314

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5eбca1ba2.66670915

П.А. Богомолов, И.А. Борздыко
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

СТАБИЛИЗАТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Представлена модель стабилизатора переменного напряжения с промежуточным звеном повышенной частоты.

A model of an AC voltage stabilizer based on an ORM cell, with double conversion with microprocessor control, is presented.

Ключевые слова: стабилизатор переменного напряжения, моделирование, САПР, Системы схемотехнического моделирования, широтно - импульсное регулирование.

Keywords: AC voltage regulator, modeling, CAD, Circuit simulation systems, pulse width regulation.

Стабилизатор напряжения – устройство, имеющее вход и выход по напряжению, способное поддерживать выходное напряжение в узких пределах, при существенном изменении входного напряжения и выходного тока нагрузки.

Основной недостаток регулирующих органов с высокочастотным (ВЧ) широтно - импульсным регулированием (ШИР), в которых осуществляется однократное преобразование энергии, – наличие низкочастотного трансформатора, имеющего большую массу и габариты. Трансформатор, спроектированный, например, на частоту 50 Гц, имеет и большую индуктивность рассеяния, препятствующую повышению частоты квантования.[1]

Схемы с промежуточным звеном повышенной частоты сохраняют все преимущества систем с ВЧ ШИР и позволяют использовать трансформаторы, рассчитанные на рабочую частоту до 10-20 кГц.

Вариант схемы стабилизатора с промежуточным звеном повышенной частоты представлен на рис.1. Здесь импульсы задающего генератора ЗГ поступают на ключи инвертора. Эти ключи замыкаются с частотой ЗГ, которая определяет повышенную частоту преобразования. Ключи К1 – К4 попеременно подключают первичную обмотку трансформатора к одноименному выводу напряжения сети или ее началом или ее концом, преобразуя тем самым напряжение сети $U_{вх}$ в напряжение повышенной частоты.

Полупериодное выпрямление, регулирование напряжения и суммирование его с напряжением сети выполняет демодулятор ДМ. Напряжение на нагрузке при этом будет зависеть от фазы выходных импульсов фазосдвигающих устройств ФСУ α и ФСУ β .

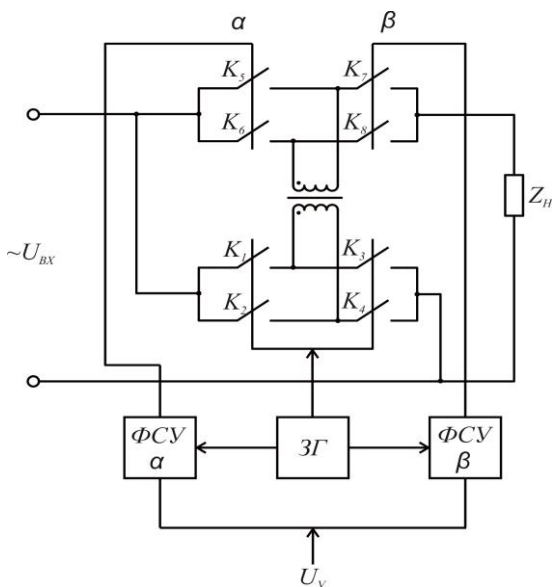


Рис.1. Схема ОРМ с звеном повышенной частоты

220 В. Как видно из представленных результатов моделирования схема выполняет функцию стабилизатора.

Система управления стабилизатором выполнена на контроллере AT89C51RD2 [2]. С применением языка программирования Ассемблер для микроконтроллеров семейства 8051 реализован следующий алгоритм системы управления:

Моделирование работы замкнутой системы автоматического управления проводилось с использованием программных средств схемотехнического моделирования. Элементы схемы применялись из встроенных библиотек.

Схема и результаты моделирования стабилизатора переменного напряжения рис. 2 и 3 соответственно.

На рис. 3 показан результат моделирования, при котором напряжение на входе меньше заданного напряжения

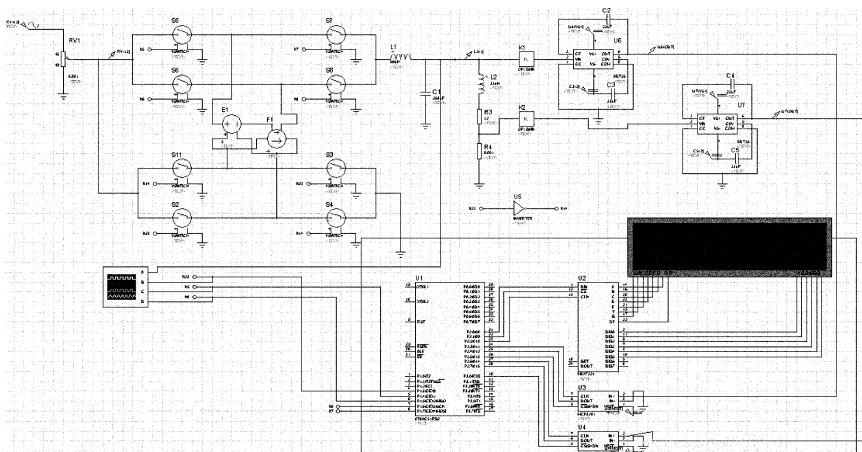


Рис. 2. Схема моделирования силовой части в среде Proteus

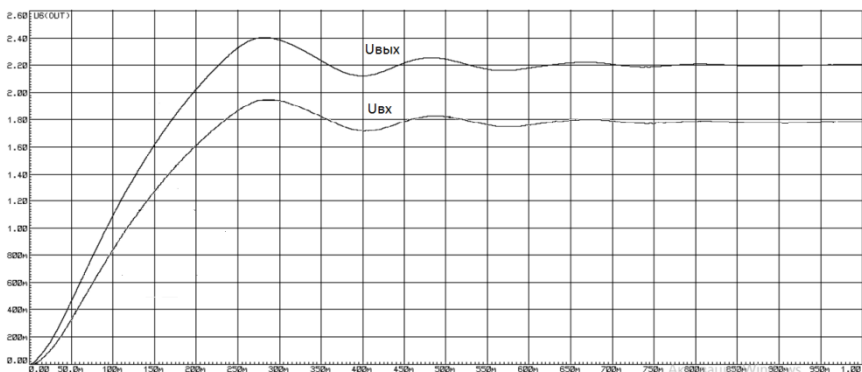


Рис.3. Действующие значение(RMS) напряжения на входе и выходе стабилизатора

1. Запуск стабилизатора с напряжением задания U_3 в режиме прямой передачи. Инициализация PCA таймера и таймера T0.
2. Опрос АЦП, получение действующего значения выходного напряжения и тока. Вывод полученных значений на индикатор.
3. По прерыванию таймера T0 сбросить флаг переполнения таймера TF0, перезагрузить TH0 и TL0 байты таймера, опростить АЦП, получить действующие значение выходного напряжения, рассчитать сигнал рассогласования, рассчитать новое значение ПИ регулятора.
4. По прерыванию PCA таймера перезагрузить CH и CL байты, записать новое значение в модули PCA таймера и сбросить флаг переполнения CF PCA таймера.
5. По прерываниям модулей сравнения PCA таймера инвертировать состояния соответствующих ножек СЕХх.

Из представленных результатов следует, что предлагаемый стабилизатор напряжения обладает простотой реализации, достаточно высоким быстродействием и КПД. Разработанная схема может быть реализована для проведения дальнейших исследований переходных процессов в ключевых элементах и трансформаторе.

Список литературы

1. Кобзев, А. В. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным импульсным регулированием / А. В. Кобзев, Ю. М. Лебедев, Г. Я. Михальченко и др. - М: Энергоатомиздат, 1986. – С. 3-28
2. Microchip: URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/doc4257.pdf> (дата обращения 12.10.2018).

Материал поступил в редколлегию 18.10.18.

УДК 617.3

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e71fc6f3.16411001

М.А. Головин, Н.В. Марусин, Ю.Б. Голубева
(г. Санкт-Петербург, «Федеральный научный центр реабилитации инвалидов
им. Г.А. Альбрехта» Министерства труда и социальной защиты Российской
Федерации)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР В СЕРИЙНОМ ИЗГОТОВЛЕНИИ ВКЛАДНЫХ ОРТОПЕДИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

Показан пример использования САПР Meshmixer для моделирования мастер-модели ортопедической стельки. Описано изготовление мастер-модели из термопластичного материала по технологии послойного наплавления. Рассмотрено изготовление формы для литья.

The paper shows an example of using Meshmixer CAD to modeling a master model of an orthopedic insole. Described the manufacturing of master-models of a thermoplastic material according to the technology of layered casting. The process of made the mold for casting is shown.

Ключевые слова: ортопедия, ортопедическая стелька, ортопедическая колодка, мастер-модель, САПР, трехмерная печать.

Keywords: orthopedics, orthopedic insole, orthopedic pad, master model, CAD, 3D printing.

Одним из важнейших этапов серийного изготовления ортопедических изделий методом литья является создание литьевой формы. Мастер-модель, используемая при этом, может быть изготовлена по аддитивной технологии.

Цель работы: проектирование мастер-модели ортопедической стельки для последующего проектирования литьевой формы и серийного изготовления ортопедических стелек.

Материалы и методы: ортопедическая стелька серийного изготовления должна соответствовать среднетипичным параметрам стопы с определенной деформацией.

Была выбрана колодка для стандартной обуви, по которой проектировалась стелька таким образом, чтобы ее верхняя поверхность соответствовала плантарной поверхности стопы с учетом деформации и изменений параметров стопы в процессе работы.

Произведено 3D-сканирование выбранной колодки с помощью 3D-сканера Artex Eva для получения электронной геометрической модели (далее – модель) ее поверхности.

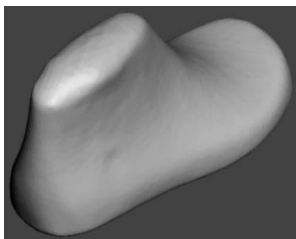


Рис. 1. Обувная колодка

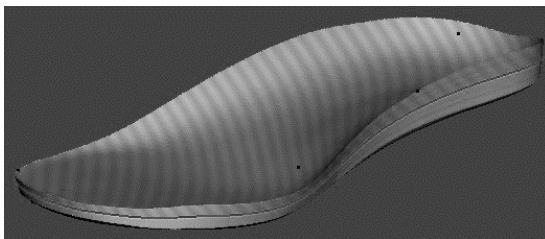


Рис. 2. Модель ортопедической стельки

Компьютерное моделирование плантарной поверхности стельки производилось в САПР Meshmixer с учетом анатомо-функциональных особенностей стоп по методике, разработанной в отделе ортопедической обуви и специальной одежды для инвалидов ФГБУ ФНЦРИ им. Г.А. Альбрехта Минтруда России [1].

Модели подошвенной поверхности колодки и плантарной поверхности стельки ориентировали по наиболее выступающей точке пятки, внутреннему и наружному пучкам с учетом толщины стельки и соединили.

Прототип по полученной модели ортопедической стельки дистанционно изготовили на опытном производстве по технологии послойного наплавления из материала PLA [2]. Полученный прототип стельки был подвергнут предварительным испытаниям, по результатам которых была проведена корректировка. В результате корректировки получена мастер-модель ортопедической стельки. Далее по полученной мастер-модели стельки была изготовлена литьевая форма.

Выводы: в результате проделанной работы была изготовлена мастер-модель ортопедической стельки для последующего изготовления литьевой формы и серийного изготовления ортопедических стелек на производстве. Этап макетирования позволил сократить издержки производства при разработке нового изделия путем снижения расходов на изготовление оснастки и пробной партии.

Список литературы

1. *Голубева, Ю.Б.* Конструирование и технология ортопедической обуви: Практическое пособие. / Ю.Б. Голубева, Е.Е. Аржанникова, И.К. Горелова, Е.И. Скирмонт, Л.М. Смирнова, С.Е. Соболев, С.В. Карапетян, Е.Л. Зимица, В.А. Кудрявцев, К.А. Дивлет-Кильдеев. – 2016. – 351 с.

2. *Головин, М.А.* Разработка технологического процесса при 3D-печати протезно-ортопедических изделий / М.А. Головин // Реабилитация – XXI век: традиции и инновации: материалы I Национального Конгресса с международным участием / ФГБУ ФНЦРИ им. Г.А. Альбрехта Минтруда России: СПб, 2017. – С. 181-182.

Материал поступил в редколлегию 16.10.18.

УДК 621.316.925

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e79cfd21.28379361

В.Я. Горин, Н.Н. Давидсон, Р. И. Пуриши
(г. Донецк, Донецкий национальный технический университет)

НОВЫЕ ПОДХОДЫ ПРИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИИ УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ САПР ВОЗДУШНЫХ ЛЭП ВЫСОКОГО И СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассматриваются результаты разработок по совершенствованию учебно-исследовательского варианта системы автоматизированного проектирования воздушных линий электропередачи высокого и сверхвысокого напряжения. При проектировании ЛЭП на базе САПР предлагается использовать астрономические методы ориентирования на этапе проведения изысканий по трассе линий электропередачи.

The results of development to improve the educational and research version of the computer-aided design (CAD) of high and extra-high voltage overhead transmissions lines are considered. During transmission lines design based on CAD it is suggested to use astronomic orienteering methods for surveying transmission line routes.

Ключевые слова: САПР, учебно-исследовательский вариант, проектирование воздушных линий электропередачи, изыскания по трассе линий, астрономические методы ориентирования линий.

Keywords: CAD, educational and research version, design of transmission lines, surveying transmission line routes, astronomic orienteering methods.

На кафедре электрических систем Донецкого национального технического университета в течение нескольких последних десятилетий успешно проводятся работы по созданию, использованию в учебном процессе и совершенствованию процесса автоматизированного проектирования воздушных ЛЭП (ВЛ) на базе учебно-исследовательской САПР (УИ САПР ВЛ). Важнейшей компонентой этой САПР следует признать комплекс программно-технических средств, позволяющих эффективно решать вопросы компьютерного проектирования линейно-строительной части ВЛ напряжением 35-750 кВ (рис. 1).

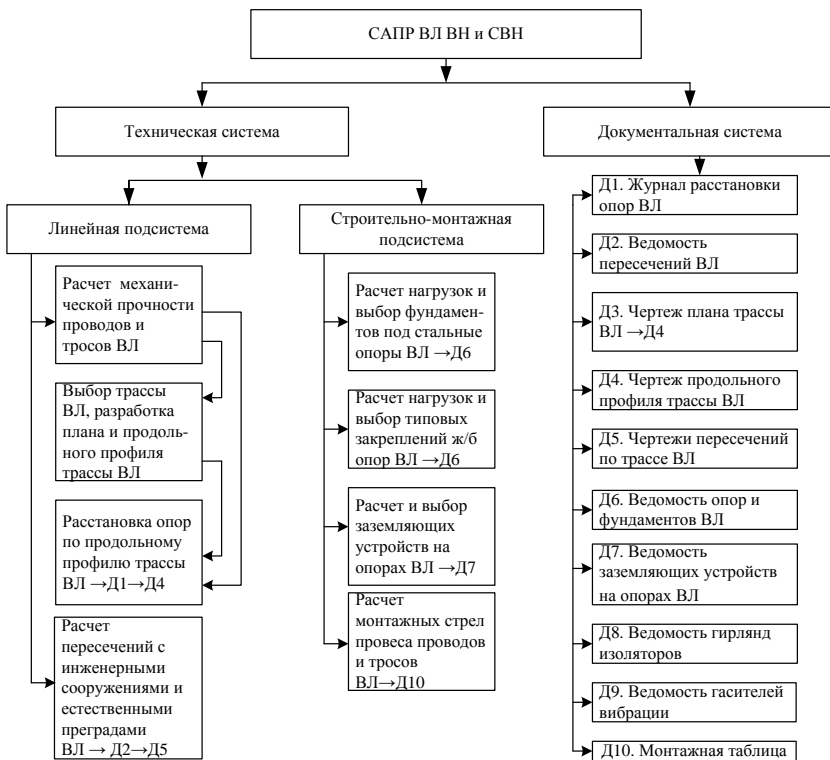


Рис.1. Структурная схема УИ САПР ВЛ ВН и СВН

Пакет прикладных программ для проектных расчетов конструктивной части ВЛ 35-750 кВ для персональных компьютеров реализован на основе экспертной системы, ранее разработанной на кафедре ЭСИС ДонНТУ на базе DOS [1]. Эта экспертная система ДонНТУ для компьютерного проектирования воздушных линий электропередачи высокого напряжения в виде SAPR VL DOS базируется на фиксированном размещении анкерных опор на продольном профиле трассы проектируемой ВЛ и компьютерной расстановке по трассе промежуточных опор с соблюдением всех требований соответствующих нормативных документов [2]. УИ САПР ВЛ ВН и СВН имеет несколько видов программного обеспечения: один – под DOS, другой – под WINDOWS. В первом варианте программы написаны языком CLIPPER и FoxBase, во втором варианте использованы языки Delphi, Visual Basic 6.0, Mathcad. Кроме этого, программы вычерчивания продольного профиля трассы проектируемой ВЛ и пересечений написаны на AutoCAD с использованием языка AutoLISP.

Одной из важнейших (основополагающих) проектных процедур, подлежащих выполнению на первых этапах разработки проекта ВЛ, является подготовка и выбор трассы ВЛ, для чего необходимо выполнить ее ориентирование. Ориентировать линию электропередачи на местности – значит определить ее направление относительно другого направления, принятого за исходное, в качестве которого могут быть:

- 1) истинный (географический) меридиан;
- 2) магнитный меридиан;
- 3) линия, параллельная оси X прямоугольной системы плоских

координат.

На практике наиболее часто принимают за исходное такое направление географического меридиана, которое получают или с помощью приборов (гиротеодолитов), или из астрономических наблюдений. Однако при традиционной глазомерной (полуинструментальной) съемке истинный меридиан и поправка компаса не определяется из-за отсутствия в настоящее время достаточно простого и удобного прибора.

Программа рекогносцировочных изысканий проектируемой ВЛ включает анализ возможных вариантов трассирования линии, намеченных в задании к проекту и появляющихся в процессе выполнения изыскательских работ. При этом анализ проводится без применения геодезических приборов или с простейшими приборами. Результаты этого анализа позволяют решить задачу ориентирования воздушных ЛЭП при разработке возможных вариантов прохождения проектируемой ЛЭП на местности, используя для определения направления истинного меридиана, например, солнечный компас.

Для использования существующих моделей солнечных компасов необходимо знание местного часового угла, который равен сумме в градусах гринвичского часового угла и восточной долготы. Если эту сумму невозможно определить (например, из-за неисправности часов), пользоваться таким компасом невозможно. Поэтому возникает необходимость использовать солнечный компас, построенный на принципах так называемого «высотного метода», что и рассматривается в настоящей статье.

В принципе существует два способа определения астрономического азимута из наблюдений Солнца:

1. По часовому углу Солнца.
2. По высоте Солнца над горизонтом.

Если по какой-нибудь причине неизвестен местный часовой угол, то в этом случае рекомендуется использовать способ определения азимута по высоте Солнца.

Необходимость определения астрономических азимутов возникает при ориентировании вновь создаваемых ЛЭП, когда их азимутальная привязка к ранее исполненным геодезическим сетям оказывается невозможной, а также и в других работах по геодезии, требующих ориентирования в пространстве (например, нанесение на аэрофотоснимки направления «север - юг»),

исполнительные съемки трасс линий электропередачи на поопорных схемах и т.п.).

Любая задача практической астрономии сводится к решению так называемого «параллактического треугольника», т.е. сферического треугольника на вспомогательной небесной сфере, вершинами которого являются повышенный полюс мира, зенит наблюдателя и видимое место светила. Это решение в принципе может выполняться либо аналитическим путем, либо графическим построением и заключается в определении сторон и углов сферического треугольника. Заметим, что более предпочтительным принято считать метод графического построения, так как в этом случае решение получается наглядным в виде так называемого «решающего чертежа» на сфере. При этом нужно иметь в виду, что роль прямых в сферической геометрии играют большие окружности, т.е. окружности, которые получаются в пересечении сферы с плоскостями, проходящими через центр сферы.

Будем называть сферическим треугольником часть сферы, ограниченную замкнутой линией, состоящей из дуг больших окружностей. Дуги больших окружностей, ограничивающие сферический треугольник, являются его сторонами, концы этих дуг являются его вершинами, а углы, образуемые сторонами сферического треугольника в его вершинах, являются углами сферического треугольника.

Два сферических треугольника являются симметричными, если они имеют соответственно равные элементы, но отличаются один от другого своим расположением. Последнее обстоятельство наблюдается, в частности для двух треугольников, каждые две соответственные вершины которых служат концами одного диаметра.

При любом движении сферы диаметрально противоположные точки сферы переходят в диаметрально противоположные точки. Этому свойства нет в плоской геометрии, так как на плоскости нет таких пар точек, когда движение одной из этих точек вполне определяет движение второй. Таким образом, пара диаметрально противоположных точек является в сферической геометрии самостоятельным геометрическим объектом.

Из рис. 2 видно, что сферический треугольник $P_N Z M_N$ со сторонами $z = 90^\circ - h$ (зенитное расстояние), $\Delta = 90^\circ - \delta$ (полярное расстояние), $m = 90^\circ - \varphi$ (дополнение широты) и треугольник $P_S n M_S$ с теми же сторонами являются симметричными сферическими треугольниками, с помощью которых можно определить элементы треугольника видимой полусферы по элементам другого треугольника (рис. 2). Эта замена позволяет определять меридиан и астрономический азимут по высоте Солнца так называемым «теневым» методом без выполнения тригонометрических расчетов.

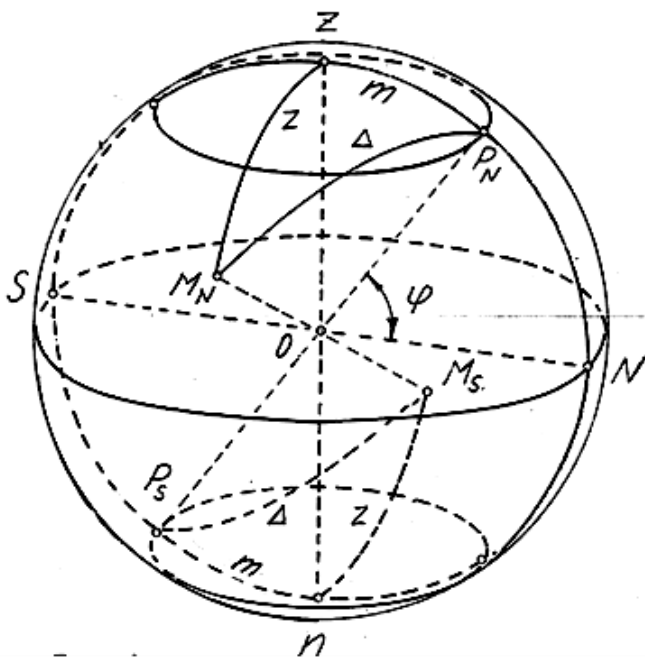


Рис.2. Симметричные сферические треугольники

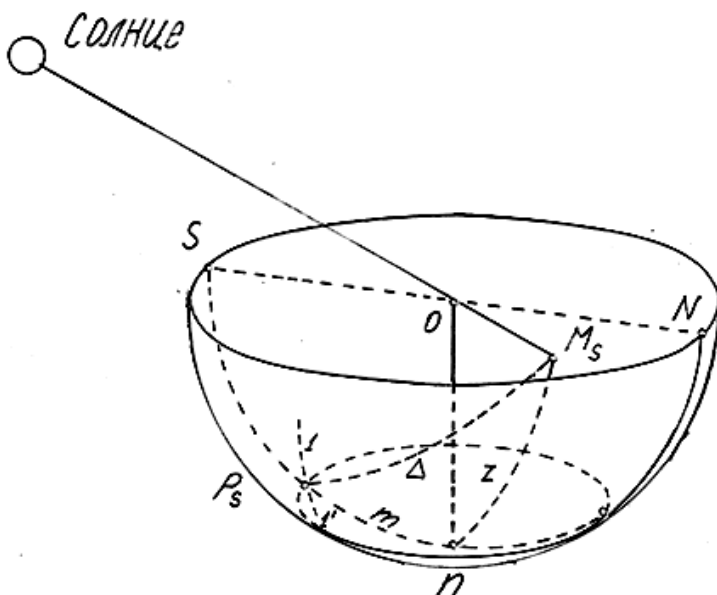


Рис.3. К определению меридиана

Переходим к решению поставленной задачи по определению меридиана. Как известно, большая окружность горизонта делит небесную сферу на две полусферы. Рассмотрим нижнюю полусферу (рис.3) и выполним на ней следующие графические построения.

Проведем малую окружность радиусом $r = R \cdot \cos \varphi$ (R -радиус сферы). На полусфере делаем заметку $1-1'$, для чего ставим ножку циркуля в точку M_S и раздвигаем его на величину угла Δ . Точка их пересечения дает точку P_S . В итоге мы получаем дугу меридиана, проекция которой на горизонтальную плоскость является полуденной линией NS . Далее по [3,4] определяем азимут.

Оценим, какие при этом возникают ошибки измерений.

Как известно, азимут светила равен

$$\operatorname{ctg} A_0 = \sin \varphi_0 \cdot \operatorname{ctg} t - \cos \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \delta \cdot \operatorname{cosec} t. \quad (1)$$

Для определения ошибки вследствие неточного нанесения широты на полусферу будем считать A_0 и φ_0 переменными величинами и продифференцируем выражение (1) по этим переменным. Заменяя затем дифференциалы конечными значениями ошибок, получим:

$$\Delta A_0 = \frac{(\cos \varphi_0 \cdot \cos t + \sin \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \delta) \sin^2 A_0}{\sin t} \Delta \varphi.$$

Так как $\sin h_0 = \sin \varphi_0 \cdot \sin \delta + \cos \varphi_0 \cdot \cos \delta \cdot \cos t$, то величина ошибки определяется по следующему выражению:

$$\Delta A_0 = \frac{\sin h_0 \cdot \sin^2 A_0}{\sin t \cdot \cos \delta} \Delta \varphi$$

Известно [3], что

$$\sec h_0 = \frac{\sin A_0}{\sin t \cdot \cos \delta}.$$

Поэтому

$$\Delta A_0 = \sin A_0 \cdot \operatorname{tg} h_0 \cdot \Delta \varphi.$$

На первом вертикале $A_0 = 90^\circ$, $\sin A_0 = 1$. При $\varphi = 50^\circ$ и $\delta = 24^\circ$, $h_0 = 32^\circ$.

Примем $\Delta \varphi = 1^\circ$. Тогда $\Delta A_0 = 0,6^\circ$

Взяв в формуле (1) производную от A_0 по δ , получим:

$$\Delta A_0 = \frac{\cos \varphi_0 \cdot \sin^2 A_0}{\cos^2 \delta \cdot \sin t} \Delta \delta . \quad (2)$$

Принимая $A_0 = 90^\circ$, $\sin A_0 = 1$, при $\varphi = 50^\circ$ и $\delta = 24^\circ$, определим величину часового угла:

$$t = 68^\circ .$$

Допуская максимально возможную величину ошибки в склонении $\Delta \delta = 0,5^\circ$ (диаметр Солнца), получим:

$$\Delta A_0 = 0,4^\circ .$$

В общем случае ошибка измерений окажется меньшей по величине и будет находиться в пределах точности графических построений.

Рассмотренный способ позволяет достаточно быстро определить поправку компаса.

Несмотря на широкое применение основных глобальных навигационных систем GPS и ГЛОНАСС, астрономическое ориентирование может быть использовано как резервное и контрольное средство при выборе трассы проектируемой ВЛ и последующей разработке плана и продольного профиля трассы ВЛ.

Список литературы

1. Горин, В.Я. Проектирование ВЛ 6-220 кВ на базе IBM PC/В.Я. Горин, С.Т. Грановский // Энергетика и электрификация. – 1992. – №4. – С. 34-36.
2. Правила устройства электроустановок. – 3-е изд., перераб. и доп. – Х.: Изд-во «Форт», 2011. – 736 с.
3. Давидсон, Н.Н. Астрономическое определение поправки компаса при изыскании трасс линий электропередачи/Н.Н. Давидсон, С.Н. Давидсон, В.П. Кобазев// Наук. праці ДонНТУ, серія «Електротехніка і енергетика». – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2008. – Вип. 8 (140). – С. 47-50.
4. Горин, В.Я. Определение географического меридиана на аэроснимке при предварительных изысканиях трассы воздушной ЛЭП/Горин В.Я., Давидсон Н.Н., Ширококорядова Т.В.// Известия ТТИ ЮФУ-ДонНТУ: материалы Тринадцатого Международного научно-практического семинара «Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы»: В 3 кн. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – Кн. 2. №12. – С.41-48.

Материал поступил в редколлегию 15.10.18.

УДК.004.92

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e7e1d070.65706993

Р.С. Гришин

(г. Самара, Самарский государственный технический университет)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАНКА 3D-ROUTER

Описано создание трехмерной модели многофункционального сверлильно-фрезерного станка 3D-ROUTER при помощи графического редактора КОМПАС-v17, а также выполнены фотореалистичные изображения в программе Artisan Rendering и создана анимация работы изделия.

The article describes the creation of a three-dimensional model of a multi-functional drilling and milling machine 3D-ROUTER with the help of a graphic reductor KOMPAS-v17, as well as photorealistic images in the program Artisan Rendering and created animation of the product.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, 3D-ROUTER, трехмерная графика, сверлильно-фрезерный станок.

Keywords: computer modeling, 3D-ROUTER, three-dimensional graphics, drilling and milling machine.

Современный мир не может обойтись без инноваций, которые облегчают жизнь не только простым людям в повседневной жизни, но и инженерам, и рабочим в их сфере. Одним из нововведений является компьютерное моделирование. Множество приборов, машин, станков и изделий сейчас делаются не просто на чертежах вручную, а в различных трёхмерных редакторах. Это значительно облегчает создание объектов и позволяет изучить каждую деталь и каждую часть изделия, не собирая его вживую.

3D-графика — раздел компьютерной графики, посвящённый методам создания изображений или видео путём моделировании объёмных объектов в трёхмерном пространстве. 3D-моделирование — это процесс создания трёхмерной модели объекта.

Цель данной работы: изучить возможности программы КОМПАС для создания трёхмерных моделей реальных объектов, применить на практике широкий спектр прикладных библиотек редактора, продемонстрировать проделанную работу на изделии – «Сверлильно-фрезерный станок 3D-ROUTER».

Изделие (рис.1) создавалось полностью в программе КОМПАС v17. Все детали делались отдельно и собирались в под сборки, а потом уже и в общие сборки. Данный сборочный узел состоит из 47 позиций, 75 оригинальных и 492 стандартных деталей.

При создании деталей данного станка использовались такие операции КОМПАСа, как выдавливание, вращение, вырезание, кинематическая

операция, условное указание резьбы и вспомогательная плоскость. Детали, которым необходимы стандартные конструктивные элементы, создавались при помощи прикладных библиотек: «Резьбовое отверстие».

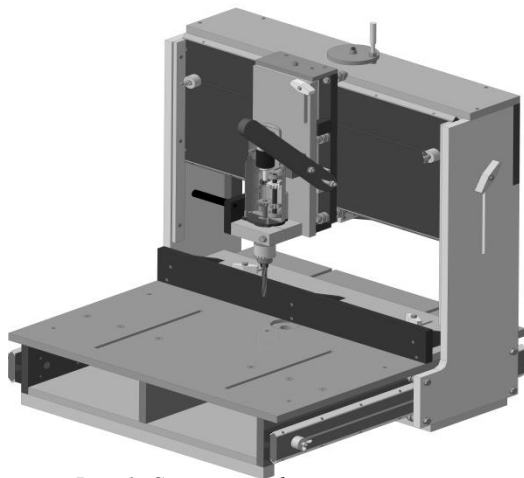


Рис. 1. Сверлильно-фрезерный станок 3D-ROUTER

сборки (рис.1) было создано 13 подборок. Самые крупные – это «Рама», «Основание», «Передняя часть каретки» и «Задняя часть каретки». При их соединении применялись такие операции, как «Соосность», «Совпадение», «На расстоянии» и т.д. После окончательной сборки данная модель была также представлена в разнесенном виде с целью показать все детали и части данного станка, которые находятся внутри изделия.

При помощи библиотеки КОМПАСа «Анимация» была создана частичная анимация работы станка. В видеоанимации совершается вертикальное движение передней части каретки с дрелью с целью сверления, горизонтальное движение всей каретки вдоль рамы и горизонтальное движение рамы по основанию. Данная функция помогает понять принцип работы изделия и его возможности до создания его «вживую».

При помощи дополнительной программы Artisan Rendering было создано фотореалистичное (рис.2)

При создании пружины была использована библиотека КОМПАС-SPRING. Данная библиотека позволяет производить расчёт, проектирование и построение трехмерной модели пружины. В окно исходных данных вводились только геометрические характеристики пружины.

В общей сборке также присутствуют крепежные изделия, взятые из Библиотек КОМПАСА: «Винты», «Болты», «Гайки», «Шайбы», «Шурупы» и прочее.

Для создания общей

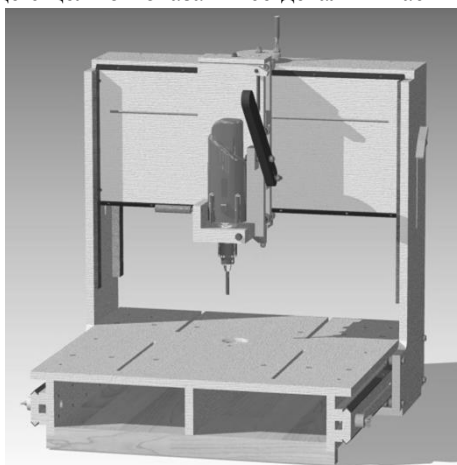


Рис. 2. Фотореалистичное изображение многофункционального станка 3D-ROUTER

изображение трехмерной модели станка. Artisan Rendering — это инструмент создания высококачественных фотореалистичных изображений изделий и зданий, спроектированных в КОМПАС-3D. С помощью Artisan Rendering можно комбинировать материалы и освещение, фон и сцену и буквально в



Рис. 3. Фотореалистичное изображение станка на одном из фонов

несколько кликов пройти путь от трехмерной модели до высококачественного изображения. Данная визуализация помогает представить предмет в реальности, не создавая его живую. Программа помогает подобрать желаемый материал, цвет и вид изделия, а также подобрать фон для представления его

в помещении (рис.3).

В результате выполнения работы были созданы компьютерные модели деталей и трехмерная сборка многофункционального сверлильно-фрезерного станка 3D-ROUTER, которые полностью соответствуют всем геометрическим и технологическим требованиям, описанным в технических условиях и сопроводительной документации по созданию и монтажу данного изделия.

Анимация работы демонстрирует работу станка и его функциональные возможности. Фотореалистичные изображения позволяют увидеть созданную модель в желаемой обстановке, в различных комбинациях фонов, текстур изделия, освещения и прочих параметров современного рендеринга.

Список литературы

1. Аскон. КОМПАС-3D V17. Руководство пользователя. – М. Россия: Аскон, 2017. – 2920 с.
2. Аскон. Азбука КОМПАС 3D V17. – М. Россия: Аскон, 2018. – 478 с.
3. *Большаков, В.* Твердотельное моделирование деталей в САД-системах. AutoCAD, КОМПАС-3D, SolidWorks, Inventor, Creo./ В. Большаков, А. Бочков, Ю. Лячек – Питер, 2015. – 480 с.
4. *Ефремов, Г.* Инженерная и компьютерная графика на базе графических систем: Тонкие наукоемкие технологии (ТНТ)/ Г. Ефремов, С.Нюкалова. – 2014. –256 с.
5. *Безручко, В.Т.* Компьютерный практикум по курсу «Информатика»: учебное пособие. – 3-е изд., перераб. и доп./ В.Т. Безручко. – М.: ИД «ФОРУМ»; ИНФРА-М, 2009. – 368 с.
6. *Бешенков, С.А.* Информатика. Систематический курс: учебник для 10-го класса. / С.А. Бешенков, Е.А. Ракипина – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 432 с.

Материал поступил в редколлегию 05.09.18.

УДК 621.316.722.9

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5e8e85b12.43215427

Н.И. Дементьев, А.А. Малаханов
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ Понижающего ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СРЕДЕ SIMULINK

Показано применение нечеткого регулятора для управления понижающим преобразователем постоянного напряжения.

In this paper show the use a fuzzy logic control for a DC/DC buck converter.

Ключевые слова: нечеткий регулятор, понижающий преобразователь, усредненная модель, fuzzy logic toolbox.

Keywords: fuzzy logic control, buck convert, average model, fuzzy logic toolbox.

Силовая электроника является одной из ведущих областей в промышленности. Необходимость получения различного диапазона напряжений или токов для питания электронных схем обуславливает применение импульсных преобразователей. Важным аспектом проектирования импульсных преобразователей, является стабильность его выходных параметров: напряжения или тока. Добиться требуемых параметров за ограниченное время стандартными методами управления, использующими пропорционально-интегрально-дифференциальные или ПИД-регуляторы, не всегда возможно.

В последнее время в системах автоматического управления наблюдается интерес к применению цифровых регуляторов. К цифровым регуляторам можно отнести и нечеткие регуляторы, базирующиеся на правилах нечеткой логики. В настоящее время практическое применение нечеткой логики можно встретить достаточно часто [1].

Нечеткий регулятор в зависимости от реализации условно состоит из трех составляющих: фаззификатора, набора правил и дефаззификатора. Фаззификация устанавливает соответствие между значением входной переменной и соответствующего ей значения лингвистической переменной [2].

Для работы нечеткого регулятора важным этапом является задание для него нечетких правил. Правила описывают систему и предоставляют взаимосвязь между полученными от фаззификатора лингвистическими значениями и выходной переменной нечеткого регулятора. Правила записываются следующим видом: «ЕСЛИ e положительная малая И de/dt нулевая, ТО выход положительный малый» где e – ошибка разности выходного значения и задания. Набор правил для двух входных переменных представлен в табл. 1. На вход контроллера поступают данные ошибки и

дифференциал ошибки. Выходным параметром является коэффициент заполнения.

Таблица 1

Набор правил нечеткого регулятора

Производная ошибки		e – ошибка разности выходного значения и задания				
		ОБ	ОМ	Н	ПМ	ПБ
de/dt	ОБ	ОБ	ОБ	ОМ	ОМ	Н
	ОМ	ОБ	ОМ	ОМ	Н	ПМ
	Н	ОМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ
	ПМ	ОМ	Н	ПМ	ПМ	ПБ
	ПБ	Н	ПМ	ПМ	ПБ	ПБ

Обозначения в таблице имеют следующие лингвистические множества: положительная большая (ПБ), положительная малая (ПМ), нулевая (Н), отрицательная малая (ОМ), отрицательная большая (ОБ).

Пакет расширения *fuzzy logic toolbox* [3] позволяет графически отобразить этапы фаззификации и дефаззификации. На рис. 1 представлена функция принадлежности ошибки.

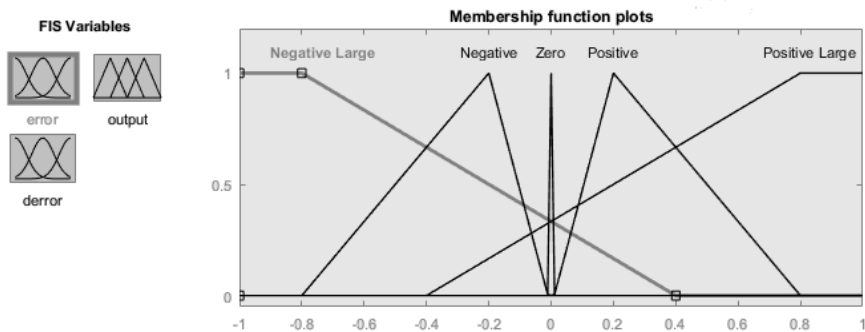


Рис. 1. Фаззификация входной переменной

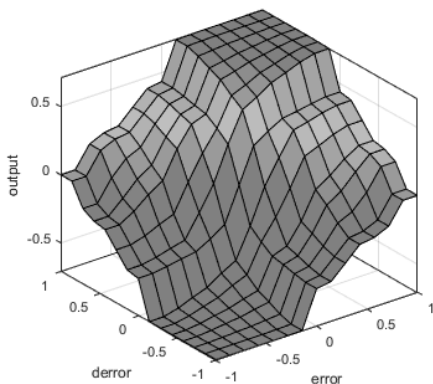


Рис. 2. Зависимость выходного параметра от значения двух функций принадлежности

Общее влияние двух функций принадлежности на выходные параметры системы представлены на рис. 2.

Рассмотрим применение разработанного нечеткого регулятора с набором правил табл. 1, для управления усредненной моделью понижающего преобразователя с набором параметров: $U_{in}=20$ В, $L=3$ мГн, $C=100$ мФ, $f_s=100$ кГц. Схема для моделирования представлена на рис. 3.

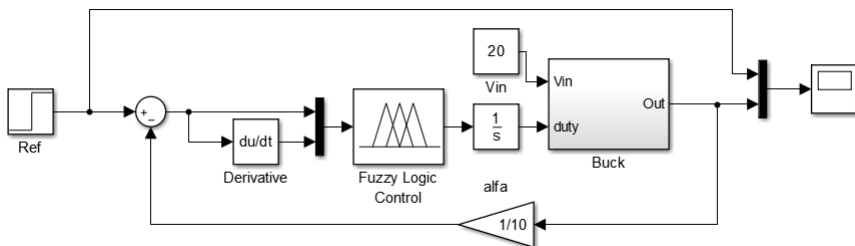


Рис. 3. Схема моделирования

Результаты моделирования усредненной модели с нечетким и ПИД-регулятором представлены на рис. 4.

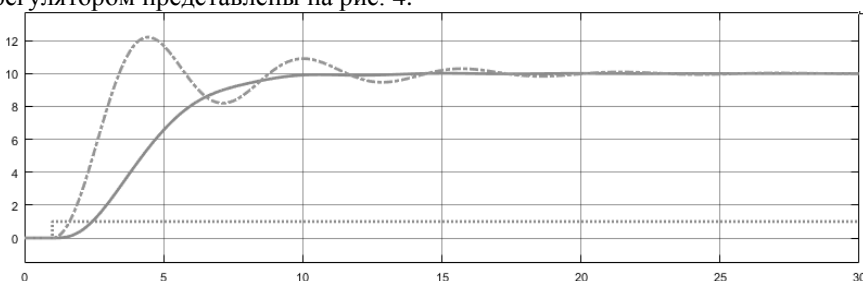


Рис. 4. Результаты моделирования

Из рис. 4 видно, что нечеткий регулятор обеспечивает с меньшим перерегулированием необходимое выходное значение, чем с использованием ПИД регулятора.

Заключение

В результате данной работы был применен нечеткий регулятор в системе управления понижающего преобразователя. Нечеткие регуляторы находят применение как самостоятельные регуляторы, так и в составе классических ПИ- и ПИД-регуляторов для улучшения их характеристик. На основе полученных данных, можно сделать вывод, что применение нечеткого регулятора в нелинейных системах, идентификация которых трудоемка, позволяет добиться приемлемых параметров регулирования.

Список литературы

1. Гостев, В.И. Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления./ В.И. Гостев – К.: Издательство “Радиоаматор”, 2008. – 972 с.
2. Рутковская, Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы./ Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – Пер. с польск. И. Д. Рудинского. – 2-е изд., стереотип.–М.: Горячая линия –Телеком, 2013. – 384 с.
3. Fuzzy Logic Toolbox [Электронный ресурс]: URL: <https://matlab.ru/products/fuzzy-logic-toolbox> (дата обращения: 19.07.2018).

Материал поступил в редколлегию 04.10.18.

УДК 004.042

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5eca5cca2.01375815

Г.С. Жетесова, В.В. Юрченко, Т. Ю. Никонова, С.С. Иванов, А.С. Кибeko
(г. Караганда, Карагандинский государственный технический университет)

ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ САПР ТП МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОГО ПРОИЗВОДСТВА

Проведены исследования использования САПР ТП машиностроительных производств. Кратко описаны современные программы, используемые на производстве, и представлен их зарубежный аналог. Проанализированы лучшие программные комплексы, отвечающие современным требованиям документооборота и апробации данных.

In this article, research has been carried out on the use of CAD for the TP of machine-building industries. A brief description of modern programs used in production is given, and their foreign counterpart is presented. The analysis of the best program complexes, meeting modern requirements of document circulation and approbation of the data is made.

Ключевые слова: система автоматизированного проектирования, технологический процесс, комплексная автоматизация, прикладное программное обеспечение, технология изготовления, модульное проектирование, автоматизированный анализ, унифицированные технологические процессы.

Keywords: computer-aided design system, technological process, complex automation, applied software, manufacturing technology, modular design, automated analysis, unified technological processes.

Анализ рынка САПР ТП, проведенный за последние 10 лет [1], показывает что на сегодняшний момент основными представителями, использующимися на предприятиях, являются Timeline, ТехноПро, Вертикаль, Автопроект, Techcard, МАЛАХИТ, Спрут Технология, Techwind, Технолог-Гепард, NATTA, ТЕМП, TechnologiCS, T-FLEX Технология, Автомат, АРБАТ, КАРУС, АДЕМ САПР, иностранные САПР ТП: Metalink, Technomatix, Solumina, Notixia, Metamatrix, Proplanner.

Развитие получают как системы, работающие главным образом в диалоговом режиме (ТехноПро, Вертикаль, Автопроект [2], Techcard, МАЛАХИТ, ТЕМП, T-FLEX Технология [3-6], Автомат, КАРУС), так и системы, работающие в автоматизированном режиме (NATTA, TechnologiCS [7], АДЕМ САПР, Спрут-ТП). Рассмотрим подробнее возможности некоторых передовых САПР ТП, работающих в автоматизированном режиме.

Система автоматизированного проектирования Спрут-ТП

Данная система разрабатывается компанией «Спрут-Технология» с 1993 года. Продукты компании нацелены на комплексную автоматизацию проектной деятельности предприятия и включают модули проектирования промышленной продукции, управления производством, планирования работ, а также систему для компьютеризации инженерных знаний ExPro для непрограммирующих пользователей, которая позволяет использовать опыт, накопленный работниками на всех этапах проектирования.

Система Спрут-ТП позиционируется разработчиками как автоматизированная система с частично интеллектуальными модулями. Внедрение интеллектуальных элементов в процесс проектирования технологии, судя по циклу публикаций [8,9], начался в 1999 году. На текущий момент в программном комплексе в контексте автоматизации проектных работ реализованы следующие функции [10]:

- автоматического поиска и применение системой решений, полученных в ранее выполненных проектах;
- автоматизированного проектирования ТП на основе шаблонов с условиями и параметрами;
- автоматизированного проектирования широкого спектра операций с выбором оборудования, текста переходов, подбором инструмента, расчетом режимов обработки и норм времени на основе имеющихся технологических баз знаний;
- автоматического формирования сводных ведомостей и спецификаций на техпроцесс, изделие или заказ.

Вследствие интеграции с системой ExPro реализован процесс автоматизированного нормирования операций. Здесь, без участия инженера, выполняются такие задачи, как проектирование операций, выбор основного и вспомогательного оборудования, формирование текста переходов, расчёт припусков на обработку, подбор инструмента, расчёт режима обработки и определение подготовительно-заключительного, штучного, операционного, штучного, вспомогательного времен.

Система автоматизированного проектирования «ТехноПро»

«ТехноПро» – универсальная система технологического проектирования и подготовки производства [11]. База данных «ТехноПро/Резание» содержит десятки блоков условий и таблиц с данными для формирования технологических процессов изготовления механообрабатываемых деталей, включая формирование маршрута изготовления, операций, выполнение расчетов размеров заготовок, режимов термической и механической обработки, норм расхода и др.

Система «ТехноПро» позволяет пользователям создавать специализированные базы данных для выполнения расчетов и формирования технологических процессов с различными видами заготовок, включая литье металла и пластмассы, ковку и штамповку из различных марок материалов. Для создания таких баз данных применяются единые программные средства системы «ТехноПро».

Вследствие универсальности системы «ТехноПро» в решении технологических и экономических задач на основе автоматического выбора значений из баз данных пользователи могут корректировать или вводить новые таблицы данных, условия и вычисления: расчет коэффициента раскроя материала; определение норм сдачи отходов на изделие по каждой детали; расчет нормы расхода СОЖ или других вспомогательных материалов.

Самостоятельно расширяя возможности системы, пользователи могут ввести следующие технико-экономические расчеты: расчет заработной платы рабочих и служащих по изделию в целом; расчет потребления электроэнергии оборудованием при производстве изделия и т.п.

Рассчитанные значения могут передаваться в АСУП предприятия, однако можно передать лишь отдельные параметры: размеры, допуски, шероховатости, качества, но только в том случае, если чертеж детали параметризован. Поэтому в автоматическом режиме можно только дорабатывать заранее разработанные типовые техпроцессы. Область применения данного режима – простейшие детали.

Система автоматизированного проектирования САПР ТП «Вертикаль»

«Вертикаль» [12-14] поддерживает режим автоматической доработки технологий в двух исполнениях: на основе информации, переданной с параметризованного чертежа КОМПАС-ГРАФИК, и на основе данных, извлеченных из таблицы типоразмеров деталей определенного типа. Однако в большинстве случаев технолог использует вариант диалоговой доработки техпроцесса-аналога в режиме доступа к справочным базам данных. Система не заменяет технолога, а лишь позволяет ему быстро и удобно оформить принятые им технологические решения, снимает рутинную часть работы, выполняет расчеты, систематизирует нормативно-справочную информацию, удобно сохраняет принятые технологические решения.

Принципы проектирования технологических процессов в системе «Вертикаль» универсальны и основаны на использовании часто повторяемых технологических решений, хранящихся на различных уровнях иерархии: архивы групповых, типовых технологий, библиотеки операций и переходов. С этой точки зрения САПР технологических процессов — это прежде всего система управления базами данных (СУБД). От того, как

реализованы функции обработки данных, от их логических взаимосвязей зависят остальные показатели системы.

Каждая предметная область имеет свою специфику организации баз данных. В основе системы лежит огромный объем разнородной информации. Базовая поставка «Вертикаль» включает более 700 информационных массивов. Число подключаемых новых баз данных (БД) также не ограничено, и на структуру имеющихся БД не наложено никаких ограничений. Общая схема разработки ТП выглядит как процесс слияния различных технологических компонентов, типовых решений, НСИ в некоторую центральную область (текущая технология), способную принимать информацию из различных источников.

В САПР «Вертикаль» реализован механизм, позволяющий отобразить структуру изделия, детали, взаимосвязи между оборудованием, технологической оснасткой и методами обработки. Модель технологического процесса в САПР ТП занимает центральное место. В системе «Вертикаль» — это трехуровневая цепочка связанных реляционных таблиц, записи которых имеют различную логическую структуру. Такая модель является универсальной и настраиваемой. Она позволяет создавать технологии различных переделов и включать в них любые средства технологического оснащения, в том числе и принципиально новые.

Зарубежные системы САПР

В отдельную категорию программ необходимо выделить зарубежные программы класса САПР, к которым относятся Metalink, Technomatix, Solumina (IBaseT), Notixia, Metamatrix, Proplanner. Несмотря на то, что общая цель, решаемая программными комплексами САПР и САПР ТП, заключается в автоматизированной технологической подготовке производства и схожести задач, решаемых для реализации этой цели, направление работ существенно отличается.

Уровень автоматизации решения задач в этих программных комплексах находится на промежуточной стадии между полностью диалоговым и частично автоматизированным. Задачи, решаемые в комплексах САПР:

- автоматизированный анализ входных данных (как правило, трехмерная модель детали или эквивалентное буквенно-числовое описание) [15,16];
- проектирование участков или цехов для получения планировки размещения основного и вспомогательного оборудования;
- расчет потребления материала и расходных единиц (инструмент, тара, упаковка);
- планирование поставок материала и расходных единиц;

- написание или автоматизированное составление управляющих программ для станков с числовым программным управлением и роботизированных систем транспорта и складирования;

- диспетчеризация движения объекта производства по производству.

Одним из вариантов создания САПР ТП является разработка собственного прикладного программного обеспечения, автоматизирующего различные этапы технологического проектирования на основе САПР SolidWorks [17, 18]. Для этого используется интерфейс прикладного программирования, встроенного в эту систему, а именно: SolidWorks API интерфейс, позволяющий разрабатывать пользовательские приложения для системы SolidWorks. API-интерфейс содержит сотни функций, которые можно вызывать из программ Microsoft Visual Basic, VBA (Microsoft Excel, Word, Access и т.д.), Microsoft Visual C++ или из файлов-макросов SolidWorks. Эти функции предоставляют программисту прямой доступ к функциональным возможностям SolidWorks. Пакет SolidWorks предоставляет пользователю широкий спектр функциональных возможностей, позволяющих создавать и модифицировать как 2D-, так и 3D-геометрию. Поэтому в настоящий момент он является одной из самых популярных систем проектирования. Однако при всем богатстве функций SolidWorks работа по созданию системы для проектирования ТП лежит на самом инженере-технологе и строится таким образом на существующих методиках, а именно: при проектировании технологических процессов используются базы типовых ТП и типовых технологических переходов. База типовых ТП и переходов пополняется по ходу проектирования, а также редактируется менеджером баз данных. Система построена на принципе "Что ты видишь, то ты и получаешь" (What You See Is What You Get - WYSIWYG), весь цикл проектирования ТП, составления сводных ведомостей и т.д. осуществляется в системе "активного документа".

Анализ решаемых задач показывает, что системы САПР, используемые за рубежом, решают задачи автоматизированной подготовки производства более поверхностно, не углубляясь в детали. Отсутствие стандартных бумажных форм для выполнения описания технологии изготовления избавляет от необходимости реализации в программном комплексе модулей, отвечающих за выполнение этой задачи. Однако стоит отметить внедренную функцию распознавания конструкторско-технологических элементов (используется обозначение features), с помощью которой анализируется деталь, на основании этого генерируется программа для станков с числовым программным управлением. В современных САПР ТП, производимых на территории стран СНГ, эта функция только планируется к внедрению.

Подводя итог анализа существующих на рынке систем автоматизированного проектирования технологических процессов, можно сделать выводы, представленные ниже. В системах с диалоговым режимом

работы подразумевается составление планов обработки поверхностей на основе корректировки существующего технологического процесса ТП, типового технологического процесса ТТП, группового технологического процесса ГТП [19]. Для таких систем разработана и реализована методика [20] проектирования технологических процессов изготовления деталей, основанная на сочетании унифицированных и синтезированных технологических решений. Методика предполагает наличие информационных массивов по типовым последовательностям и траекториям обработки унифицированных элементов деталей. При отсутствии таковых предложен подход к их созданию, включающий предварительное группирование деталей, анализ чертежей и формирование унифицированных конструктивно-технологических элементов деталей и технологических решений по их обработке. Также предложена методика формирования многономенклатурных ТП из унифицированных технологических элементов, предусматривает создание базиса унифицированных элементов ТП, каждый из которых содержит полную информацию об используемых технологических базах, оборудовании, инструменте, соответствующую часть управляющей программы для станка с ЧПУ и математическую модель для оптимизации режима обработки и процедуры нормирования.

Для работы в таких системах предлагается метод неслучайного систематического определения новых эффективных способов механической обработки. Метод предопределяет использование ЭВМ на одной из стадий проектирования – при поиске наиболее производительных вариантов формообразования из числа теоретически возможных. В основу автоматизированного поиска вариантов формообразования положен алгоритм, использование которого требует от проектировщика, работающего с ЭВМ в диалоговом режиме, необходимой для математического преобразования исходной информации и расшифровки получаемой в конкретный способ механической обработки (особенно при определении типа и конструкции инструмента).

Основной недостаток таких САПР состоит в том, что при их работе приходится анализировать и корректировать результаты проектирования ТП в соответствии с конкретным масштабом производства. Кроме того, из-за разомкнутого алгоритма принятия проектных решений они не позволяют проектировать сквозную технологию изготовления изделия, включающую заготовительные, контрольные операции, механическую обработку, термообработку и т.д.

В развитии систем, в которых составление планов и операций обработки происходит в автоматизированном или автоматическом режиме, наметилась тенденция в совершенствовании алгоритмов синтеза методов обработки. При этом проектирование может рассматриваться не с позиций различий, вытекающих из разнообразия проектируемых объектов, а с позиций их

общности. В таких системах предполагается проектирование на основе базы технологических знаний. При этом метод [21], реализуемый в системе, предполагает формирование базы технологических знаний (БТЗ) в виде фреймов (упорядоченных наборов данных) и «ноу-хау» технолога-проектировщика. БТЗ содержит текущую информацию о состоянии ГПС и изготавливаемой номенклатуры изделий, а «ноу-хау» технолога-проектировщика представляет собой комбинационную систему, определенную над БТЗ. При этом уровень автоматизации проектирования ТП и оптимизации технологических решений определяется достигнутым уровнем формализации проектных процедур.

С целью повышения адаптивности и мобильности системы, а также для реализации комплексного подхода в решении задач ТПП построена система [22] на основе инвариантных инструментальных подсистем. Практически вся система представляет собой инструмент для создания САПР, решающего конкретные технологические задачи. Технологические знания представлены в виде таблиц и графов, корректировка которых не затрагивает программного обеспечения. Основой инструментального подхода является единый и независимый информационный поток.

Решены вопросы автоматизации синтеза операционных линейных размеров [16], которые основываются на заданной системе базирования заготовки на каждой операции технологического процесса (ТП) изготовления детали. Методика реализует зависимость структуры постановки операционных линейных размеров от конструктивно-технологических свойств плоскостных элементов и технологических баз. Приведены формализованные модели конструктивно-технологических свойств элементов и технологических баз.

Рассмотрены логические функции выбора характеристик элемента и правила назначения технологического размера, координирующего этот элемент на операции ТП. Методика предназначена для реализации в САПР ТП ГПС и обеспечивает минимальное колебание величин и ужесточение допусков технологических размеров, т.е. повышает надежность ТП, функционирующего в ГПС.

Для обеспечения автоматизации требований взаимного расположения поверхностей заготовки создан алгоритм [11], который позволяет оценить на стадии проектирования возможность обеспечения ТВР принятыми методами обработки и оборудованием, что повышает надежность технологических процессов, функционирующих в ГПС, по параметрам точности.

Вопросы формирования эскизов обработки решены либо на основе типовых изображений [20], либо на основе работы графических редакторов [22], в которых формирование изображения происходит при взаимодействии с данной системой, при этом создание изображения не зависит от вида детали. Система позволяет работать с параметрически заданными вариантами

конструкции, а также ассоциативно сопрягать профили, поверхности и объемы. Из отдельных профилей в системе образуется проектируемая деталь, в которой элементы могут проецироваться и вращаться, а также осуществляется генерация полых объемов. Упрощенно встраиваются такие элементы, как отверстия, призматические шпонки и закругления. Каждый из элементов может изменяться. Все двух- и трехкоординатные элементы динамически сопрягаются друг с другом. Изменение одного размера на плоском изображении приводит к новой генерации всей трехкоординатной детали.

Разработанные методики [13] оценки вариантов ТП на этапе размерного анализа позволяют, с одной стороны, последовательно отбирать наиболее эффективные варианты из числа альтернативных, с другой стороны, – оценить качество спроектированного ТП по геометрическим показателям (точность размеров, геометрической формы, расположения и шероховатость поверхностей), вести направленный поиск путей совершенствования ТП с точки зрения обеспечения точностных параметров детали при наименьших затратах. Кроме этого, появляется возможность уже на этапе проектирования иметь информацию о технико-экономических показателях ТП, которая может быть использована для плановых расчетов всех видов ресурсов, для организации производственного процесса и др. А все это определяет минимально необходимые сроки и затраты на подготовку, производства и эксплуатацию изделия.

Вопрос о необходимости совершенствования САПР ТП поднимается в [21]. Объективный ход развития техники, технологии и средств автоматизации делает решение поставленных проблем автоматизации проектирования исключительно актуальным, что и определяет основные направления совершенствования САПР ТП. Несмотря на большой выбор систем САПР ТП, представленных на рынке, они все равно нуждаются в значительной доработке и совершенствовании, в первую очередь, связанным с повышением уровня автоматизации. Можно выделить следующие направления совершенствования перечисленных САПР ТП:

1. Совершенствование процесса формирования технологических решений. Проектное технологическое решение – это описание технологических объектов и их взаимодействий, обеспечивающих достижение заданного множества результатов и их значений, соответствующих фиксированному множеству условий функционирования технологического объекта.

2. Автоматизация выбора технологических баз. Выбор технологических баз – важнейший этап проектирования ТП. В современных САПР ТП он практически не автоматизирован – принятие необходимого решения полностью возлагается на пользователя.

3. Прогнозирование качества изделия. Основной целью проектирования ТП является гарантированное при его реализации достижение заданного качества изделия. Ни одна из существующих САПР ТП не обладает возможностью прогнозирования ожидаемого качества изделия при реализации проектных решений, сформированных с ее помощью. Прогнозирование качества не выполняют и при не автоматизированном проектировании ТП.

4. Направленное формирование свойств изделий. Автоматизация синтеза структур маршрутных ТП, например изготовления деталей машин, позволит полноценно реализовать концепцию направленного формирования свойств изделий.

5. Интеграция САПР ТП в системы поддержки и управления ЖЦИ. Проблема объединения автоматизированных систем, обеспечивающих поддержку отдельных этапов ЖЦИ, в интегрированную систему поддержки и управления ЖЦИ исключительно актуальна. Основным инструментом ее реализации являются CALS-технологии.

6. Внедрение новых методологий проектирования. Необходимость обеспечения высокого качества конструкторско-технологического проектирования сложных изделий при сокращении времени проектирования привела к разработке новых методологий проектирования.

Из проведенного анализа существующих систем видно, что решение большинства задач технологического проектирования базируется на использовании профессиональных знаний и опыта проектировщика, т.е. обучаемого и постоянно совершенствуемого специализированного интеллекта человека. Это в значительной мере объясняется тем, что подавляющее большинство задач проектирования являются трудно- или неформализуемыми в их современных постановках.

Список литературы

1. *Швоев, В.Ф.* Анализ и перспективы развития САПР технологического процесса / В.Ф. Швоев, В.В. Юрченко // Труды Университета. – Караганда: Изд-во КарГТУ, 2001. – Вып.2 – С. 26-27.

2. *Беляков, М.И.* Автопроект / М.И. Беляков // САПР и графика. – 2000. – № 6. – С. 38-43.

3. *Талдыкин, В.* T-FLEX Технология – современная система автоматизации технологической подготовки/ В. Талдыкин // САПР и графика. – 2006. – №3. – С. 46-50.

4. *Ковалев, А.* T-FLEX Технология 10 - ваша профессиональная система проектирования технологических процессов/ А. Ковалев // САПР и графика. - 2006. - №9. -С. 6-15.

5. *Ковалев, А.* Тест драйв T-FLEX технологии, или мнение независимого пользователя/ А. Ковалев // САПР и графика. - 2005. - №7. - С. 78-82.

6. *Кочан, И.* T-FLEX CAD и T-FLEX ТХК's- новый уровень автоматизации управления проектами/ И. Кочан // САПР и графика. - 2004. - №5. - С. 20-22.

7. *Чилингаров, К.* TechnologiCS v4. Специализированная информационная система для машиностроительного предприятия / К. Чилингаров // САПР и графика. - 2006. - №1. - С. 10-16.

8. *Евгеньев, Г.* САПР XXI века: персональному компьютеру персональное программное обеспечение/ Г. Евгеньев // САПР и графика. 2000. – №2. - С. 61-66.

9. *Евгеньев, Г.* САПР XXI века: интеллектуальная автоматизация проектирования технологических процессов / Г. Евгеньев // САПР и графика. - 2000. - №4. - С. 59-64.

10. *Шередко, О.П.* Характерные особенности САПР СПРУТ/ О.П. Шередко, С.Н. Щеглов, В.В. Янушко // Известия Южного федерального университета. Технические науки. - 2003. – №2. - С. 150-155.

11. *Андрейченко, А.Р.* «Вертикаль» – новое поколение технологических САПР: объектный подход/ А.Р. Андрейченко // САПР и графика. - 2005. - №6. - С. 8-10.

12. *Сироткина, Н.Р.* Типовые решения для ускоренного проектирования технологических процессов в САПР ТП ВЕРТИКАЛЬ/ Н.Р. Сироткина // САПР и графика. -2010. - №12. - С. 14-15.

13. *Андрейченко, А.Р.* «Технологию Проектировать Просто» САПР ТП ВЕРТИКАЛЬ/ А.Р. Андрейченко // САПР и графика. - 2015. - №8. - С. 29–33.

14. *Seytarth, U.* PolyCAD – modulares CAD-Entwicklungssystem für Maschinenbau/Elektrotechnik/ U. Seytarth, G. Ohme, P. Guhr // Feingeratetechnik. – 1990. – № 12. – P. 562-569.

15. Пат. 5070534 США, МКИ 5G06F15/00. Simplified CAD parametric macroinstruction capability including variation geometries feature / *Lascelles M.C., Wong M.*. – № 258965; заявл. 17.10.88; опубл. 03.12.91.

16. *Самодоицкий, Н.К.* SolidWorks: проектирование на основе баз знаний/ Н.К. Самодоицкий // САПР и графика. - 2014. - №5. - С. 34-38.

17. *Аведьян, А.Б.* SolidWorks API — универсальная платформа для интеграции инженерных и бизнес-приложений/ А.Б. Аведьян, Е.Е. Викентьев // САПР и графика. - 2006. - №6. - С. 32-40.

18. *Руденко, П.А.* Проектирование технологии механической обработки сложных корпусных деталей на основе унифицированных конструктивно-технологических решений/ П.А. Руденко, П.Н. Павленко, Н.М. Беляев // Респ. науч.-практ. конф. «САПР конструкт. и технол. подгот, автоматизир. пр-ва в машиностр.»: тез. докл. - Харьков, 1990. – С. 33–34.

19. *Королев, А.В.* Система автоматизированного планирования технологических процессов механообработки с использованием, альтернативных решений/ А.В. Королев, В.В. Болкунов, И.А. Шампанский // Респ. науч.-практ. конф. «САПР конструкт. и технол. подгот. автоматизир. пр-ва в машиностр.»: тез. докл. – Харьков, 1990. – С. 118 -215.

20. *Диланян, Р.З.* Гибкая автоматизируемая технология проектирования процессов механообрабатывающего производства/ Р.З. Диланян, В.Л. Киселев, И.И. Кравченко // Технол. обеспеч. качества машиностроит. изделий: тез. докл. науч.-техн. конф., посвящ. 100-летию В. М. Кована. – М., 1990. – С. 9–12.

21. *Королев, А.В.* Система автоматизированного динамического проектирования технологических процессов на основе базы технологических знаний и «ноу-хау» технолога-проектировщика/ А.В. Королев, В.В. Болкунов, И.А. Шампанский // Опыт применения прогрес. технол. механообаб. и сборки в машиностр.: матер. краткосрочн. науч.-техн. семин. – Л.: Знание, 1990. – С. 52–53.

22. *Крок, О.Н.* Система автоматизированного аналогового проектирования технологических процессов – «Аналог» / О.Н. Крок // Всесоюзн.. науч.-техн. семин. «Применение САПР в хим. и нефт. машиностр.»: тез. докл. - М., 1990. – С. 33-34.

Материал поступил в редколлегию 13.10.18.

УДК 621.314.58

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5ed3ce1a2.50808635

Д.А. Княгинин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ Z-SOURCE CONVERTER

Представлено устройство импедансных преобразователей энергии и описаны методы их использования в составе DC-AC, AC-DC, AC-AC и DC-DC преобразователей. Показана уникальная схема подключения главной цепи преобразователя к источнику энергии, а также представлен функционал, нереализуемый традиционными преобразователями напряжения или тока. Для демонстрации новых функций приведены результаты моделирования и экспериментов.

This paper presents an impedance-source power converter and its control method for implementing DC-AC, AC-DC, AC-AC, and DC-DC power conversion. It shows a unique impedance network to couple the converter main circuit to the power source, and also presented unique features that cannot be obtained in the traditional voltage-source and current-source converters where a capacitor and inductor are used, respectively. The Z-source converter overcomes the conceptual and theoretical barriers and limitations of the traditional voltage-source converter and current-source converter. Simulation and experimental results will be presented to demonstrate the new features.

Ключевые слова: силовой преобразователь, инвертор тока, инвертор, инвертор напряжения, Z-инвертор.

Keywords: power converter, current-source inverter, inverter, voltage-source inverter, Z-Source inverter.

Существует два традиционных вида преобразователей: преобразователи напряжения и тока. На рис.1 показана структура классического трехфазного преобразователя напряжения. Постоянный источник напряжения с относительно большим конденсатором питает главную цепь преобразователя: трехфазный мост. Постоянным источником могут быть аккумуляторная батарея, топливный элемент, диодный выпрямитель и/или конденсатор. Данный тип преобразователей широко используется, но имеет ряд концептуальных и теоретических ограничений и барьеров:

- Выходное переменное напряжение ограничено, оно не может превышать напряжение постоянного тока на входе инвертора.
- Напряжение постоянного тока выпрямителя должно быть больше, чем переменное на входе.
- Следовательно, инвертор напряжения является понижающим DC-AC преобразователем, а AC-DC преобразователь – повышающим выпрямителем;

– В устройствах, где желательно превышение и допускается ограничение напряжения, для формирования желаемого переменного выходного сигнала, используется, например, дополнительный повышающий DC-DC преобразователь. Дополнительные преобразователи увеличивают потери и снижают эффективность системы.

– Верхнее и нижнее коммутирующее устройство в каждой фазе нельзя отключить одновременно. В противном случае устройство может быть выведено из строя.

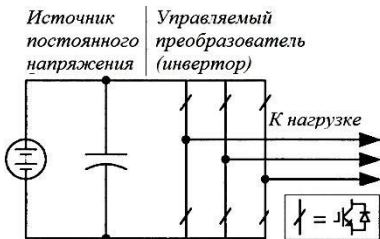


Рис. 1 Структура традиционного трехфазного преобразователя напряжения

Аналогичные недостатки касаются инверторов тока [1], в частности из них выходит, что инвертор тока является повышающим преобразователем для DC-AC преобразования и понижающим для AC-DC преобразования.

Существенным недостатком является тот факт, что главные ключи преобразователя тока должны блокировать обратное напряжение, что требует использования комбинаций диода и высокоскоростных и

высокопроизводительных транзисторов, таких, как IGBT. Это не дает напрямую использовать бюджетные и производительные IGBT модули и интеллектуальные силовые модули (IPM)

В дополнение приведем общие проблемы преобразователей тока и напряжения:

– Каждый может быть либо повышающим, либо понижающим преобразователем, но не одновременно. Это значит, что возможный выходной сигнал всегда ограничен и снизу и сверху значением входного напряжения.

– Их главные цепи не могут быть взаимозаменяемыми. Другими словами, ни основная цепь преобразователя напряжения не может быть использована для преобразователя тока, ни наоборот.

– Уязвимость к электромагнитному шуму.

Импедансные преобразователи

Для преодоления изложенных проблем традиционных преобразователей используются импедансные преобразователи, принцип работы и методы применения которых описаны в данной статье.

Рис. 2 показывает упрощенную структуру импедансного преобразователя. Здесь используется уникальная импедансная сеть (или цепь) для связи главной цепи преобразователя с источником энергии,

нагрузкой или другим преобразователем, с целью обеспечения уникальных возможностей недоступных для традиционных преобразователей тока и напряжения.



Рис. 2. Упрощенная схема Z-преобразователя

любой: аккумуляторная батарея, диодный выпрямитель, тиристорный преобразователь, топливный элемент, катушка индуктивности, конденсатор или их комбинация. Ключи могут быть комбинацией коммутационного устройства и диодов, как показано на рис. 1, последовательным соединением, как в случае с источником тока [1], и так далее.

Эквивалентная схема. Принцип действия и контроля

В качестве примера рассмотрим Z – инвертор. Уникальной функцией Z-инвертора является возможность получить любое значение переменного напряжения от нуля до бесконечности, независимо от напряжения топливного элемента. Таким образом, Z-инвертор является понижающим и повышающим преобразователем, что расширяет диапазон его использования.

Для описания принципа работы и контроля Z-инвертора, показанного на рис. 2, кратко рассмотрим его структуру. На рис. 2 трехфазный мост Z-инвертора имеет 9 допустимых состояний (векторов), в отличие от традиционного инвертора с 8-ю допустимыми состояниями. Традиционный инвертор напряжения имеет 6 активных состояний, в которых напряжение подается на нагрузку, и два нулевых вектора, когда ток через нагрузку отсутствует. Однако трехфазный Z-инвертор имеет еще одно дополнительное нулевое состояние (или вектор), в котором терминалы нагрузки подключены к верхнему и нижнему ключу одной фазы (т.е. оба ключа замкнуты), двух фаз или всех трех. Данное состояние является запрещенным для традиционного инвертора напряжения, так как приводит к короткому замыканию. Мы вызовем это третье нулевое состояние. Это можно сделать семью разными способами: закоротить одну фазу, комбинацию любых двух и все три фазы.

Цепь Z-преобразователя делает данное состояние доступным. Именно это короткозамкнутое состояние обеспечивает уникальную способность Z-инвертора к понижающему и повышающему преобразованию.

На основе моделей (см. рис. 3) проведем сравнение процессов происходящих в двух схемах преобразования (традиционной и с Z-источником) при замыкании нагрузки накоротко.

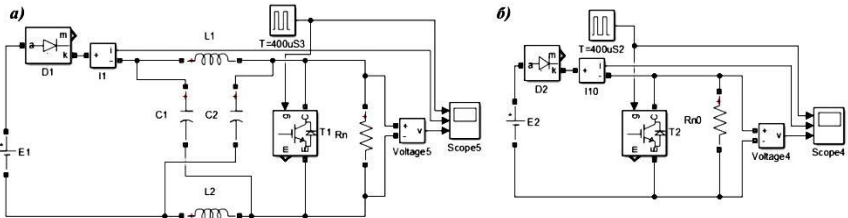


Рис. 3. Эквивалентная схема: а – Z-инвертора; б – традиционного преобразователя в 9-м состоянии

На основе графиков, представленных на рис. 4, сделаем следующие выводы:

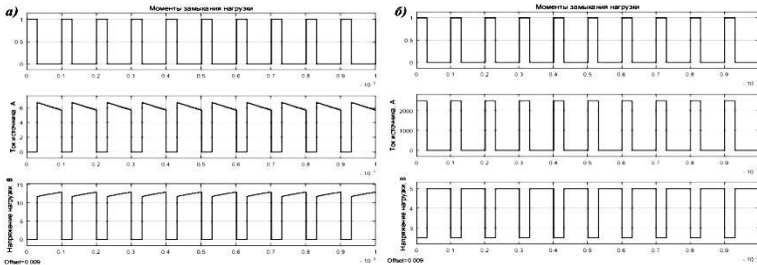


Рис. 4 Графики контрольных величин для эквивалентных схем:
а – Z-инвертора; б – традиционного преобразователя

- Замыкание нагрузки не приводит к замыканию источника питания, то есть работа в данном состоянии является стабильной и не приводит к повреждениям;
- Амплитуда напряжения нагрузки превышает напряжение источника (5В) питания, что доказывает возможность построения инвертора, обеспечивающего повышение и понижение напряжения.

Список литературы

1. Yushan L. Impedance source power electronic converters / Haitham Abu-Rub, Baoming Ge – IEEE PRESS, 2016 – 419 с.

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 004.05

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5ed9dde81.14689097

М.В. Лазарева, А.А. Горовик
(г. Фергана, Ферганский филиал Ташкентского университета
информационных технологий им. Мухаммада ал-Хоразмий)

АНАЛИЗ МЕТОДОВ КАЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ СЛОЖНОСТИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Проанализированы используемые методы качественной оценки сложности программного обеспечения.

The article analyzes the methods used for qualitative assessment of software complexity.

Ключевые слова: трудозатраты, сложность, точность, функциональные точки, метрики, объем программного кода, внешние входы, внешние выходы.

Keywords: labor, complexity, accuracy, function points, metrics, code volume, external inputs, external outputs.

Расчет трудозатрат программного обеспечения является актуальной проблемой. Для получения точной оценки сложности составления программы необходимо учесть большое количество факторов, связанных с жизненным циклом создаваемой программы. При неправильно произведенном расчете могут возникнуть проблемы, ведущие к ухудшению программы, дополнительным тратам, невыполнению договоров, или к излишним, напрасным затратам. Если учитывать рынки современных программных продуктов и их востребованность, то можно оценить масштаб потерь при неправильном расчете.

На практике и разработчик, и заказчик хотят знать точные расчеты трудозатрат. Поэтому важно использование алгоритмов и средств, точно определяющих все затраты: время, человеческие ресурсы, сложность и точность. Такими данными желательно обладать уже на этапе разработки различных проектов, при этом должны учитываться специфика разрабатываемого программного обеспечения, возможность изменения сроков с учетом такой специфики, вероятность обнаружения раннего отклонения от поставленных сроков.

У. Ройс, имеющий двадцатилетний успешный опыт управления проектами, определяет следующие критерии хорошей оценки создаваемых программ [2]: понятность, одобрение со стороны команды разработчиков, реальность осуществления. В основании такой оценки должна быть четкая модель и данные подобных проектов. В такой оценке должны учитываться области риска и определяться объективная оценка вероятности успеха.

Одним из значительных факторов, влияющих на реализацию и связанную с ней трудоемкость, является размер программного обеспечения. Исходный код имеет определенное количество строк и функциональных точек – самых популярных показателей.

Впервые использование таких точек (function points) было рассмотрено сотрудником фирмы IBM Аланом Альбрехтом в 1979 г. Преимущества использования функциональных точек, основанных на изучении требований, как раз и заключается в том, что оценка сложности программного обеспечения выполняется на первоначальных этапах работы над проектом.

LOC (LinesOfCode) — число непустых строк исходного текста, исключая комментарии [4]. Этот показатель в большой степени зависит от языка программирования программы, но в тоже время остается основным показателем размера программного обеспечения. Однако точное число LOC определяется только после окончания проекта. Получить это число можно используя экспертные оценки и метод PERT.

PERT – Program (Project) Evaluation and Review Technique – метод оценки и анализа проектов, который применяется для сложных проектов, учитывает неопределенности, возникающие при разработке, при этом знание деталей проекта не обязательно. Определяется минимальное время, необходимое для разработки проекта, на основе размера кода программного обеспечения проекта.

Метод использует предположения n экспертов, каждый i -й эксперт определяет верхнюю границу, нижнюю границу и наиболее вероятный размер. Тогда размер кода программы может быть вычислен как

$$S = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{Li+Hi+4Mi}{6} .$$

где S – размер кода программы;

L_i -размер определенной нижней оценки;

H_i - размер определенной верхней оценки;

M_i –вероятный размер.

Если разбить проект на отдельные части и к каждой применить предложенный метод, то точность оценки значительно увеличивается, а общая оценка выводится суммированием полученных показателей.

Морис Ховард Хальстед в 1977 году в своем трактате по разработке программного обеспечения ввел программные метрики [6], которые выражают соотношения между свойствами программного обеспечения.

Метрики Хальстеда основываются на числе операторов и числе операндов.

Пусть

N_1 – общее число операторов в программном коде;

N_2 – число их операндов.

Длину кода можно определить как сумму

$$N = N_1 + N_2 .$$

Если

n_1 – число различных операторов в программном коде,

n_2 – число различных операндов,

тогда объем программного кода вычисляется как

$$V = N \log(n_1 + n_2).$$

Такой объем соответствует объему памяти, необходимой для хранения программного кода.

Метрики Хальстеда подверглись критике, ввиду того, что достаточно трудно посчитать общее число операторов и операндов до окончания проекта. Точно так же, как и в LOC, оно точно определяется только после окончания проекта. Метрики Хальстеда в последнее время потеряли свою актуальность.

Альтернативой расчета размера программного кода стало применение функциональных точек. Изучение всех требований может корректироваться в ходе жизненного цикла. Это даст понять заказчикам сложность, оценить затраты, связанные с изменением изначального задания. В 1986 году была сформирована IFPUG – International Function Point User Group – международная группа пользователей функционального измерения.

Суть данного метода, в зависимости от общего числа функциональных точек, определяется по 5-ти типам элементарных процессов:

1. EI – все входящие транзакции, они принимают данные от пользователя. Это так называемые «внешние входы», причем, считают только те входы, которые оказывают различное влияние.

2. EO – все исходящие транзакции, они представляют данные пользователю. Это так называемые «внешние выходы», причем, считают только выходы для различных алгоритмов. Это может быть выдача сообщения и вызов подпрограммы или функции (в данном случае 2 выхода).

3. EQ – интерактивные действия с пользователем, при этом пользователь должен выполнить какие-либо действия для работы программы.

4. ILF – файлы для внутренней логики, применяющиеся во внутренних действия системы. Это могут быть группы данных, непосредственно создаваемые при работе программы или поддерживаемые во время работы.

5. EIF – файлы для внешних взаимодействий, необходимые для согласованных действий с другими системами. Это могут быть данные, расположенные во внешних файлах.

Значения всех полученных точек умножаются соответственно на свой коэффициент сложности и суммируются.

В результате получается полный размер программного обеспечения. Данная методика постоянно улучшается и пользуется успехом в настоящее время.

Возникло несколько измененных методов функциональных точек. Один из них – метод точек свойств.

Если описанные процессы не имеют сложности, то используется метод точек свойств. Метод предложен Кейперсом Джонсоном и практически повторяет метод функциональных точек.

Чарльз Саймонс разработал метод Mark II.

Он применим к достаточно сложным системам и позволяет считать оценки отдельных частей сложных систем. Причем суммирование полученных оценок совпадает с полученным результатом оценки всей системы в целом.

Метод трехмерных функциональных точек.

Данный метод был предложен в 1991 году корпорацией Boeing. В данном методе сложность разрабатываемого программного обеспечения рассматривается и оценивается в трех различных аспектах: данные, функции, управление. При этом можно оценить не только проект, но и трудоемкость задач.

Метод Демарка.

Том Демарк предложил метод, получивший название метода Демарка. Его метод учитывает данные по выполняемым ранее разработкам. Метод дает точные оценки расходов времени и ресурсов.

Рассматриваемый метод функциональных точек и его модификации имеют значительный недостаток: затрачивается много времени для самого использования и подготовки (изучению). Поэтому предпочтительными в настоящее время являются методы более быстрые и с более точными результатами.

Список литературы

1. *Boehm B.* Software Cost Estimation with Cocomo II. New Jersey, Prentice-Hall, 1981.
2. *Royce W.* Software project management: a unified framework. Reading, Addison-Wesley Professional, 1998.
3. *Boehm B.* Software engineering economics. New Jersey, Prentice-Hall, 1981.
4. *Fenton N.* Software Metrics: A Rigorous and Practical Approach, London, Chapman and Hall, 1991.
5. *Parkinson G.* Parkinson's Law and Other Studies in Administration NY, Houghton-Mifflin, 1962.
6. *Halstead M.* Elements of software science, NY, Elsevier, 1977.
7. *Albrecht J., Gaffney J.E.* Software function, source lines of codes, and development effort prediction: a software science validation, IEEE Trans Software Eng. SE-9, 1983. P 639-648.

Материал поступил в редколлегию 06.10.18

УДК 621.365

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5edf3fdf1.03383257

Г.В. Малинин

(г. Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

Н.В. Селивестров, В.Л. Арзамасов

(г. Чебоксары, ОАО Всероссийский научно-исследовательский институт
релестроения с опытным производством («ВНИИР»))

МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ПЕЧИ ЭЛЕКТРОШЛАКОВОГО ПЕРЕПЛАВА

Представлено имитационное моделирование низкочастотного источника питания печи электрошлакового переплава на основе преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения.

The paper presents a simulation of a low-frequency power source of an electroslag remelting furnace based on a frequency converter with an independent voltage inverter.

Ключевые слова: электрошлаковый переплав, источник питания, преобразователь частоты без конденсаторов в звене постоянного тока.

Keywords: electroslag remelting, power supply, frequency converter without capacitors in the DC link.

В технологии электрошлакового переплава (ЭШП) для повышения технико-экономических показателей печей, улучшения качества выплавляемых слитков и отливок широкое распространение получило применение источников питания пониженной частоты (от 2 до 10 Гц)[1,2]. В качестве таких источников обычно используются тиристорные трехфазно-однофазные непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).

В настоящее время целесообразно в источниках питания ЭШП использовать современные силовые электронные компоненты, например транзисторы IGBT, а сами источники выполнять на основе преобразователя частоты (ПЧ) с автономным инвертором напряжения (АИН). Однако существенным недостатком такого ПЧ является большая емкость конденсаторов звена постоянного тока для приема выпрямителем реактивной энергии, запасенной в индуктивности нагрузки. При уменьшении выходной частоты требуемая емкость растет, что приводит к увеличению массогабаритных показателей и стоимости ПЧ.

Новая схема и принцип управления ПЧ без конденсаторов в звене постоянного тока устраняют указанный недостаток. Структурная схема предлагаемого ПЧ приведена на рис. 1.

ПЧ содержит трехфазный мостовой диодный выпрямитель В, АИН на транзисторах IGBT VT1-VT4, диодах VD7, VD8, систему управления СУ АИН, состоящую из генератора тактовых импульсов ГТИ, управляющего

органа УО, каналов управления КУ1, КУ2. В каждый канал управления входят 2 формирователя импульсов ФИ1, ФИ2.

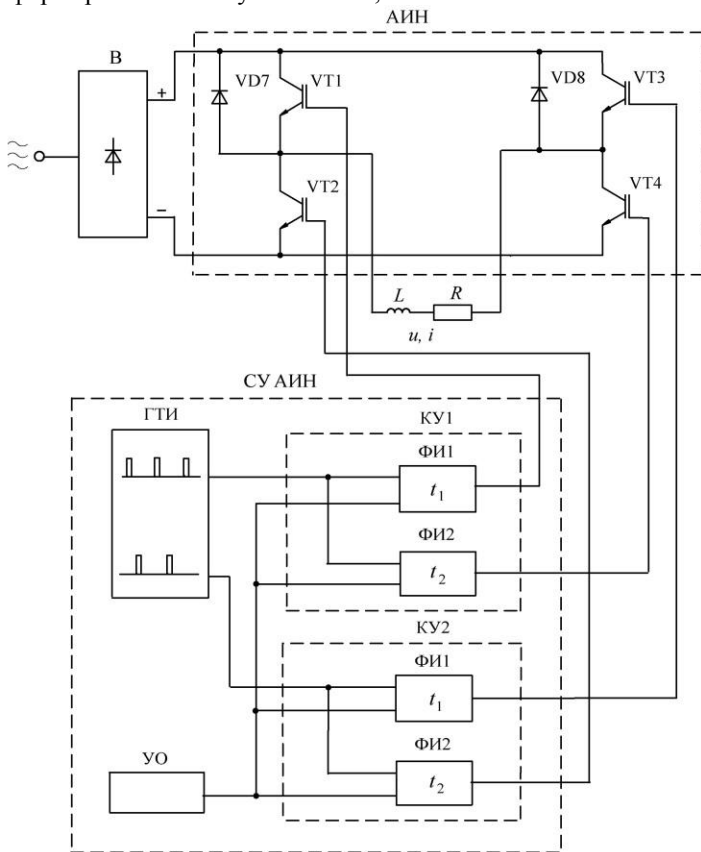


Рис. 1. Структурная схема ПЧ

Диаграммы работы системы управления приведены на рис. 2. На диаграммах представлены мгновенные значения напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ в RL -нагрузке (электроре ЭШП). Генератор ГТИ выдает противофазные синхроимпульсы ТИ1, ТИ2. Транзисторы VT1, VT3 включаются противофазными импульсами длительностью t_1 , транзисторы VT2, VT4 – противофазными импульсами длительностью t_2 . По окончании импульсов с длительностью t_2 ток нагрузки спадает до нуля через диод VD8 и транзистор VT1 в первый полупериод выходного напряжения ПЧ частоты f и через диод VD7 и транзистор VT3 во второй полупериод. Бестоковая пауза Δt (до 3 мс) перед включением пар транзисторов VT1, VT4 и VT3, VT2 исключает короткое замыкание на выходе выпрямителя В.

Как видно из диаграмм, алгоритм работы системы управления данного ПЧ проще алгоритма системы управления обычного ПЧ с широтно-

импульсным модулированием. Вследствие уменьшения числа коммутаций транзисторов IGBT повышается надежность работы АИН.

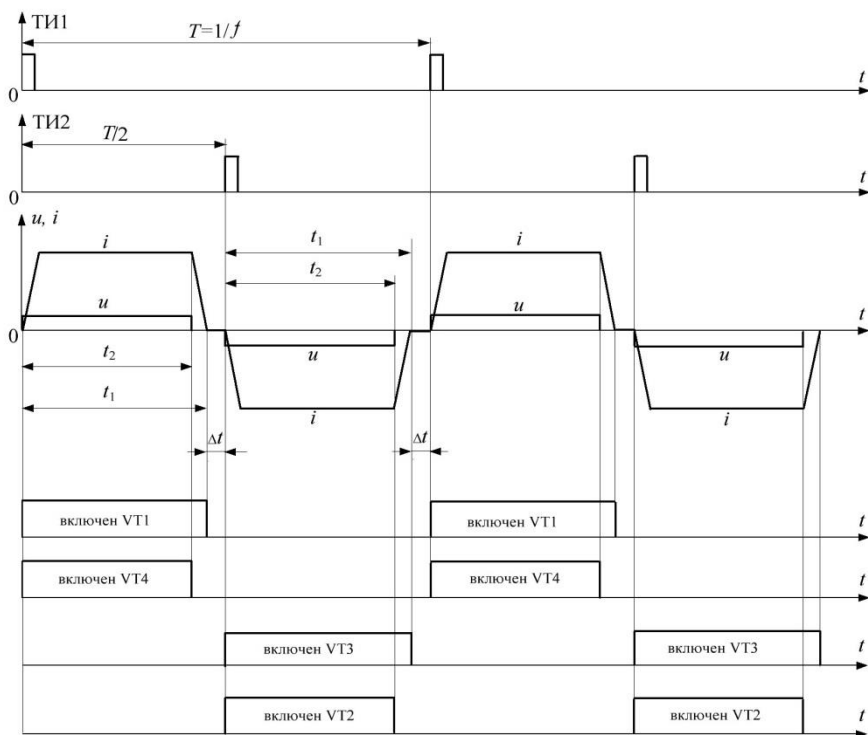


Рис. 2. Диаграммы работы системы управления ПЧ

Алгоритм работы ПЧ проверен имитационным моделированием в среде Simulink-Matlab. Заданными параметрами модели, принятыми за типовые, являются:

- выпрямленное напряжение на входе АИН - 50 В,
- частота трехфазного напряжения на входе ПЧ - 50 Гц,
- частота однофазного напряжения на выходе ПЧ - 2 Гц,
- активное сопротивление нагрузки - 0,001 Ом,
- индуктивность нагрузки - 0,003 мГн,
- ток в нагрузке - 15 кА.

Полученные осциллограммы тока в нагрузке, напряжения на нагрузке и на выходе выпрямителя показаны на рис. 3.

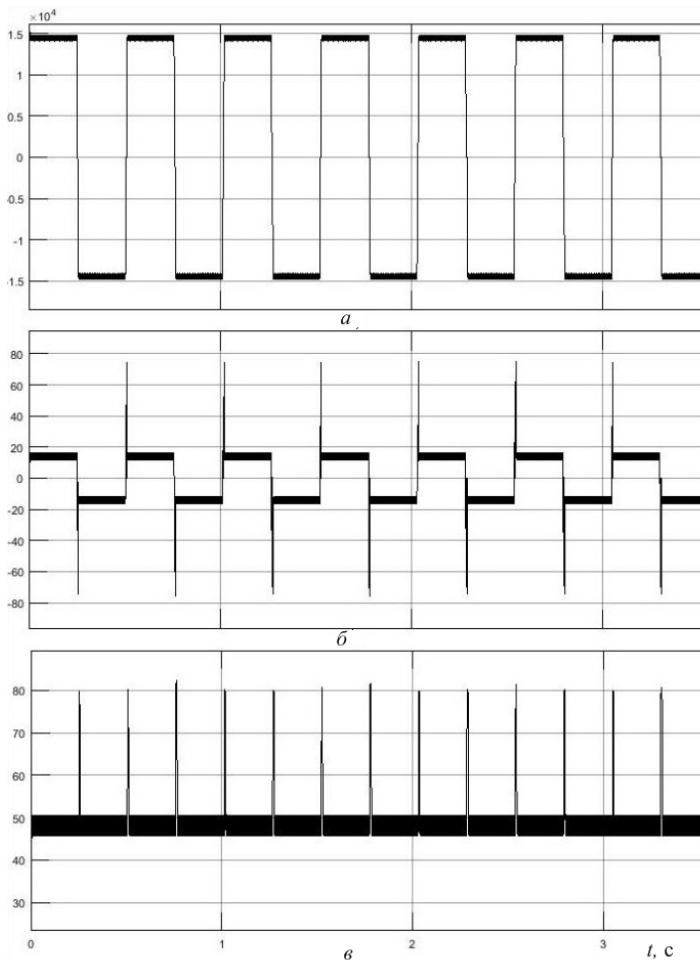


Рис. 3. Осциллограммы работы ПЧ: а - ток в нагрузке, А; б - напряжение на нагрузке, В; в - напряжение на выходе выпрямителя, В

Как видно из осциллограмм, при переключении транзисторов наблюдаются узкие броски напряжения на нагрузке и на выходе выпрямителя, максимальные уровни которых находятся в допустимых пределах. При необходимости броски могут быть исключены установкой маломощных ограничителей напряжения параллельно нагрузке.

Список литературы

1. Энергетическая электроника: справочное пособие: [пер. с нем.] / под ред. В.А. Лабунцова. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 464 с.
2. Миронов, Ю.М. Электрооборудование и электроснабжение электротермических, плазменных и лучевых установок / Ю.М. Миронов, А.Н. Миронова. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 376 с.

Материал поступил в редколлегию 20.10.18.

УДК 004.312

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5ee6a3a68.70567476

И.И. Манахов, Б.К. Богомолов
(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)

ИССЛЕДОВАНИЕ ТРОИЧНОГО ТРИГГЕРА НА ДВУХУРОВНЕВЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ В САПР «КОВЧЕГ 3.02»

Рассматривается моделирование работы троичного триггера на двухуровневых логических элементах в САПР “Ковчег 3.02”. Сравняется результат работы триггера Данилова с полученным в САПР “Ковчег”. Исследуются входные и выходные комбинации троичного триггера и закономерности между ними.

The main part is modeling of working ternary trigger on 2-level logical elements in CAD “Kovcheg 3.02”. The result of working of trigger Danilova is compared with received result in CAD “Kovcheg”. Input and output combinations of ternary trigger and patterns between them are explored.

Ключевые слова: троичная логика, троичный триггер, двоично-троичное моделирование.

Keywords: ternary logic, ternary trigger, binary-ternary modeling.

Современная электроника на двоичной логике подошла к границе, когда различные квантовые эффекты оказывают существенное воздействие на работу элементов [1][2]. Дальнейшим возможным развитием электроники являются квантовая электроника, биоэлектроника, электроника на многозначной логике. Среди многозначной логики выделяется особенно троичная, т.к. обладает свойствами двоичной логики и экономичностью, которая заключается в возможности при минимальном наборе триггеров и логических уровней представить наибольшее количество возможных чисел [3]. Исходя из этого делаются попытки создать устройства на троичной логике из элементов двоичной [4][5].

В данной статье проведено моделирование в САПР “Ковчег 3.02” и исследование триггера Данилова (по имени первого автора статьи) [5]. Перед исследованием и моделированием триггера, взятого из [5], изначально проведено моделирование элемента, реализующего функцию Вебба (рис.1.).

Результат моделирования троичного элемента, реализующего функцию Вебба (рис.2.), совпадает с результатом в [5] и представленной там таблицей истинности (ТИ) функции Вебба.

После реализации функции Вебба проведено моделирование троичного триггера Данилова (рис.3.).

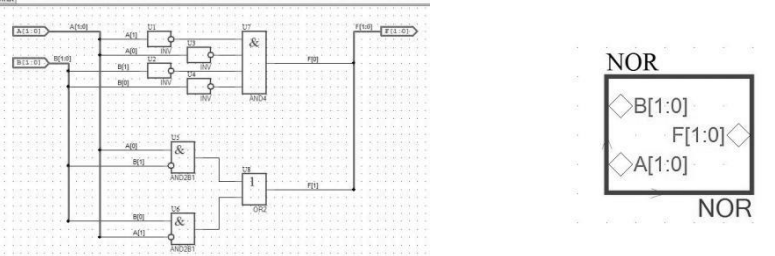


Рис.1. Троичный элемент, реализующий функцию Вебба в САПР “Ковчег 3.02” и его условное графическое обозначение (УГО)

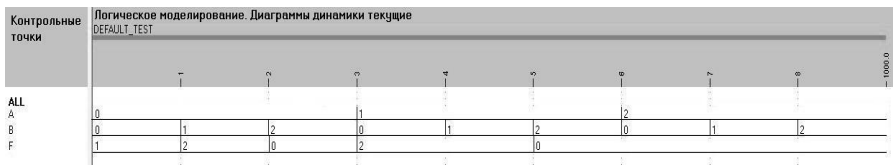


Рис.2. Результат моделирования функции Вебба в САПР “Ковчег 3.02”

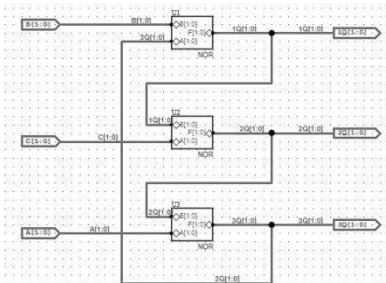


Рис.3. Троичный триггер Данилова в САПР “Ковчег 3.02”

Результат моделирования работы троичного триггера Данилова (рис.4.) в САПР “Ковчег 3.02” совпадает с ТИ троичного триггера из [5], но имеются отличия. При входном сигнале 010 на выходе троичного триггера – неопределенность (X), а результат в [5] на выходе – 120. Дальнейшие исследования показали, что такое же состояние неопределенности на выходах триггера проявляется еще при нескольких комбинациях входных

сигналов: 000, 001, 100. В статье [5] подобные входные комбинации сигналов всегда имеют результат, отличающийся от неопределенности. Исходя из названных расхождений, возникает задача изучить результаты выходных состояний при разных входных комбинациях. В троичной логике используется 3 числа (0,1,2), а в троичном триггере, каждый вход которого кодируется двумя битами, возможно 4 состояния входа (0,1,2,3), поэтому состояние 3 (11₂) является запрещенным и не рассматривается при исследовании троичного триггера.

Сначала, не обращая внимания на предыдущие состояния, подадим на вход троичного триггера последовательно комбинацию всех возможных входных состояний (рис.5).

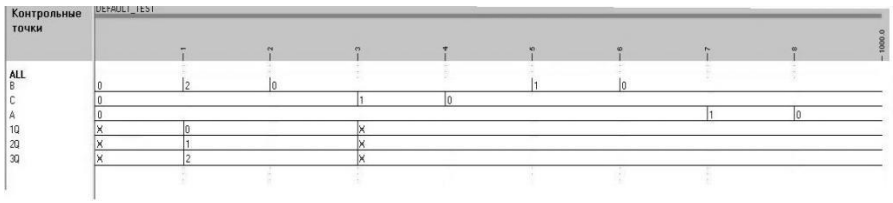


Рис.4. Результат моделирования троичного триггера Данилова



Рис.5.Перебор входных комбинаций

Таблица 1.Выходные комбинации

Вход			Выход		
В	С	А	1Q	2Q	3Q
2	2	2	0	0	0
2	2	0	0	0	1
0	2	1	0	0	2
1	2	1			
2	2	1			
2	0	2			
1	0	1	0	1	2
2	0	0			
2	0	1			
2	1	0	0	2	0
2	1	1			
2	1	2			
0	2	2	1	0	0
0	0	2	1	2	0
0	1	1			
0	1	2			
1	0	2	2	0	0
1	1	2			
1	2	2			
0	2	0	2	0	1
1	1	0			
1	2	0			

Исходя из приведенного результата, видим, что возможно 11 выходных комбинаций: XXX, 000, 001, 002, 010, 012, 020, 100, 120, 200, 201. Этот вывод подтверждается результатами, приведенными в прил. 1, в котором представлена ТИ троичного триггера, полученная в САПР “Ковчег 3.02”.

- Выводы по результатам анализа:
1. Любые из приведённых выше 10 выходных комбинаций (кроме XXX) можно применять как устойчивое троичное состояние для триггера.
 2. Вне зависимости от предыдущего состояния, подавая определенные входные комбинации, можем получить одно из 11 стабильных выходных состояний (табл.1).
 3. При входном сигнале 111 во всех предыдущих состояниях триггера (кроме XXX) наблюдается неустойчивое состояние выходов (рис.6.), пока длится входной сигнал.

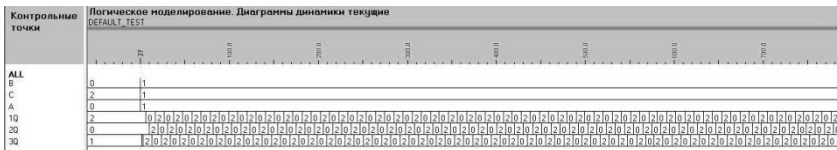


Рис.6. Неустойчивое состояние при входной комбинации 111

Неустойчивое состояние выходов представляет собой циклически повторяющиеся одни и те же 5 состояний выходов.

Приложение 1. ТИ троичного триггера

Время t		Время t+1		Время t		Время t+1	
ВСА	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q
000	201	201	200	XXX	001	XXX	
001	201	XXX	200	XXX	001	XXX	
002	201	120	200	120	001	120	
010	201	201	200	XXX	001	XXX	
011	201	120	200	120	001	120	
012	201	120	200	120	001	120	
020	201	201	200	201	001	201	
021	201	002	200	002	001	002	
022	201	100	200	100	001	100	
100	201	201	200	201	001	XXX	
101	201	012	200	012	001	012	
102	201	200	200	200	001	200	
110	201	201	200	201	001	201	
111	201	Неуст.сост.	200	Неуст.сост.	001	Неуст.сост.	
112	201	200	200	200	001	200	
120	201	201	200	201	001	201	
121	201	002	200	002	001	002	
122	201	200	200	200	001	200	
200	201	012	200	012	001	012	
201	201	012	200	012	001	012	
202	201	010	200	010	001	010	
210	201	020	200	020	001	020	
211	201	020	200	020	001	020	
212	201	020	200	020	001	020	
220	201	001	200	001	001	001	
221	201	002	200	002	001	002	
222	201	000	200	000	001	000	
000	002	XXX	010	XXX	012	012	
001	002	012	010	XXX	012	012	
002	002	120	010	120	012	120	
010	002	XXX	010	XXX	012	XXX	
011	002	120	010	120	012	120	

Время t		Время t+1		Время t		Время t+1	
BCA	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q
012	002	120	010	120	012	120	012
020	002	201	010	201	012	201	012
021	002	002	010	002	012	002	012
022	002	100	010	100	012	100	012
100	002	XXX	010	XXX	012	012	012
101	002	012	010	012	012	012	012
102	002	200	010	200	012	200	012
110	002	201	010	201	012	201	012
111	002	Неуст.сост.	010	Неуст.сост.	012	Неуст.сост.	012
112	002	200	010	200	012	200	012
120	002	201	010	201	012	201	012
121	002	002	010	002	012	002	012
122	002	200	010	200	012	200	012
200	002	012	010	012	012	012	012
201	002	012	010	012	012	012	012
202	002	010	010	010	012	010	012
210	002	020	010	020	012	020	012
211	002	020	010	020	012	020	012
212	002	020	010	020	012	020	012
220	002	001	010	001	012	001	012
221	002	002	010	002	012	002	012
222	002	000	010	000	012	000	012

Список литературы

1. *Богомолов, Б.К.* О роли атомов хлора при травлении кремния в плазме CF_2Cl_2/O_2 / Б.К. Богомолов // Труды XIV Международной научно-технической конференции Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018. Новосибирск. 2-6 октября 2018 г.: в 8 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. –Т.2. –С. 93-98.

2. *Bogomolov, B.K.* The role of chlorine atoms in etching silicon in the plasma of CF_2Cl_2/O_2 / В.К. Bogomolov // 2018 14th International scientific-technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) – 44894. –2018. –V.1. – October 2-6. Novosibirsk: NSTU. – P. 122-127.

3. *Брусенцов, Н.П.* Использование троичного кода и трехзначной логики в цифровых машинах/ Н.П. Брусенцов // Научный отчет № 24ВТ(378). М.: МГУ., 969. – С. 27.

4. *Султанов, И.А.* Исследование элементов троичной логики на примере троичного инвертора/ И.А. Султанов // Молодой ученый. –2016. –Ч.II. –№28 (132). – С. 182-194.

5. *Данилов, В.В.* Троичная запоминающая ячейка и троичные триггеры/ В.В. Данилов, Б.Н. Ковригин, Е.В. Чепин // Радиоэлектроника, радиофизика: труды МФТИ. – М., 2010. – Т. 2. – №3. – С. 108-116.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 629.7.054.07

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5efc69308.87092861

И.Ф. Мингазов, А.А. Майоров, Э.Х. Галиев, Р.Р. Умутбаев, В.В. Солдаткин
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет имени А. Н. Туполева – КАИ)

ТРАССИРОВКА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ ДЛЯ КАНАЛА ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТНО-СКОРОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ НА СТАРТОВЫХ РЕЖИМАХ ВЕРТОЛЕТА В СРЕДЕ ULTIBOARD

Рассматривается трассировка печатной платы для канала измерения высотно-скоростных параметров на стартовых режимах вертолета в среде ultiboard.

The trace of a printed circuit board for the channel of measuring altitude and speed parameters at the initial modes of the helicopter in the ultiboard environment is considered.

Ключевые слова: датчик абсолютного давления, датчик перепадов давления, приемник температуры торможения, операционный усилитель, печатная плата, трассировка.

Keyword: absolute pressure sensor, differential pressure sensor, braking temperature sensor, operational amplifier, printed circuit board, trace.

В настоящее время в инженерном проектировании основным конструктивным элементом электронной приборной аппаратуры является печатный узел. Печатная плата с установленным на ней с одной или с двух сторон навесными элементами, соединёнными печатными проводниками, образуют печатный узел [1].

Исходный материал для конструирования печатного узла канала измерения высотно-скоростных параметров на стартовых режимах вертолета состоит из операционных усилителей, резисторов, конденсаторов и микроконтроллера.

Принцип работы. В данном канале главную роль играют 2 датчика абсолютного давления (ДАД), 7 датчиков перепада давления (ДПД) и 1 приемник температуры торможения (ПТТ), которые находятся вне схемы, выхода которых соединены в соединитель. Из соединителя аналоговые сигналы идут на вход операционных усилителей (ОУ), а канал измерения из ПТТ идет на вход измерительного моста, после на вход ОУ. Выходные сигналы ОУ соединены в микроконтроллер.

Теперь разместим элементы электрической схемы на печатной плате и

приступим к трассировке. Изначально у нас была электрическая схема, которая была собрана в Multisim 12.0.1 (рис.1). С помощью утилиты Ultiboard, электрическая схема была перемещена на дополнительный экран работы с печатными платами, где мы установили примерные параметры разрабатываемой печатной платы [2].

Размещение элементов схемы на печатной плате происходит в автоматическом режиме, но если что-то в полученном результате не устраивает, то элементы можно переместить и в ручном режиме.

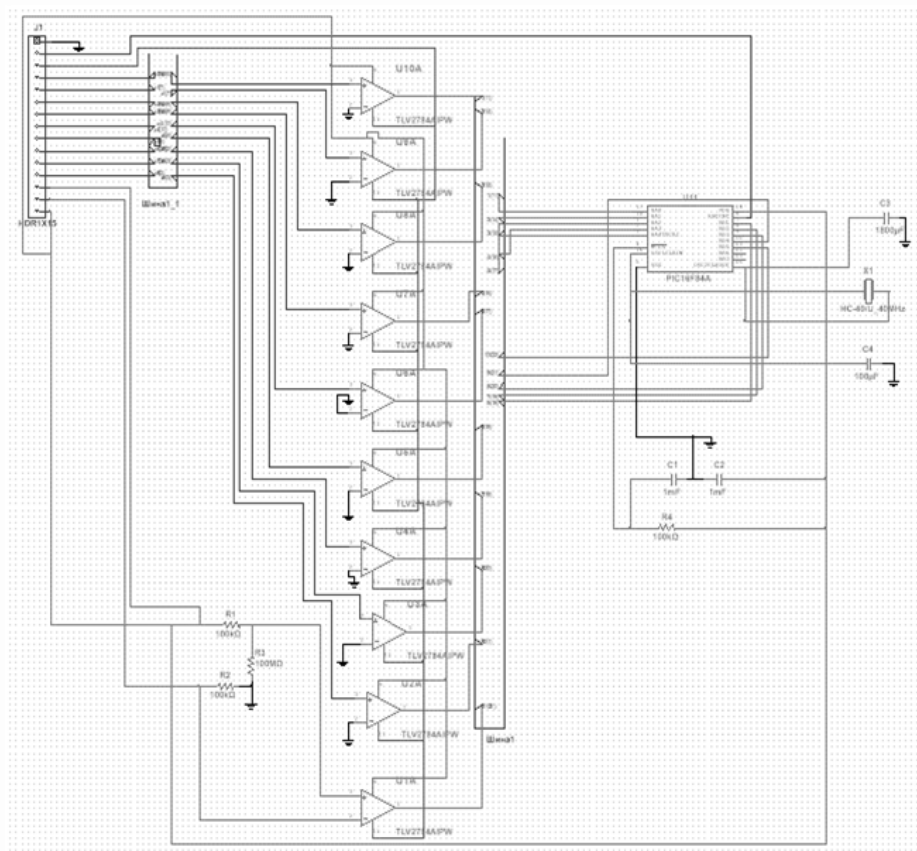


Рис. 1. Электрическая схема измерительного канала измерения высотно-скоростных параметров на стартовых режимах вертолета

Трассировка печатной платы мы проводили в автоматическом режиме. Получившийся результат можно увидеть на рис. 2. А также наглядно можно

посмотреть с помощью 3D-моделирования в разделе «Инструментарий», «Вид 3D», который приведен на рис. 3.

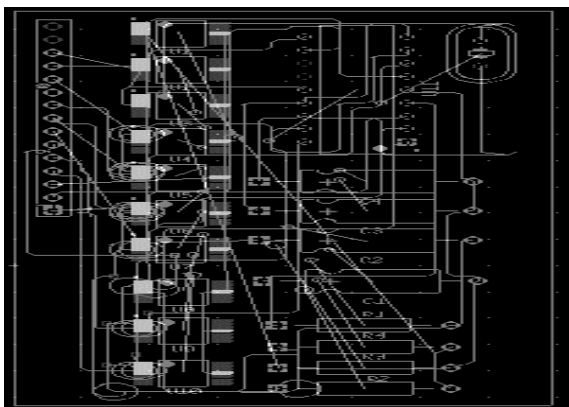


Рис. 2. Трассировка печатной платы канала измерения высотных параметров на стартовых режимах вертолета

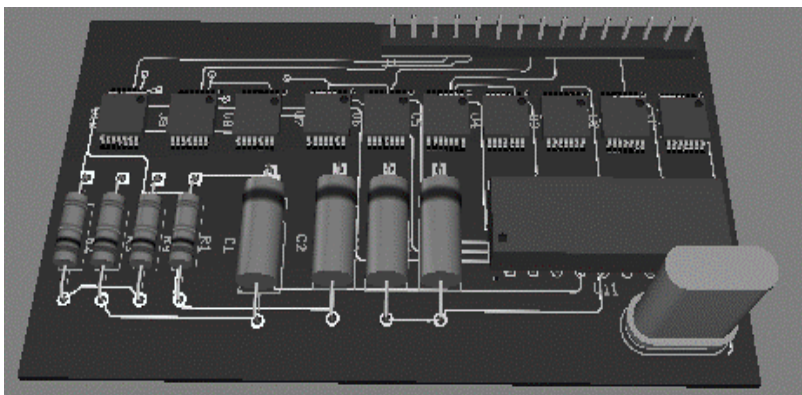


Рис. 3. Трассировка печатной платы в 3D

С помощью Multisim 12.0.1. и Ultiboard мы можем построить схемы и трассировки печатной платы, так же наглядно увидеть габариты элементов и проводить эксперименты.

Список литературы

1. [http://wiki-org.ru/wiki/трассировка печатных плат.](http://wiki-org.ru/wiki/трассировка_печатных_плат)
2. Хернтер Марк Е. Multisim. Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. (Пер с англ.) / Пер. с англ. Осипов А.И. – М.: Издательский дом ДМК-Пресс, 2006 г. – 488 с.

Материал поступил в редколлегию 30.09.18.

УДК 621.311.001.63-52(075.8)

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f0d28251.29064706

В.А. Павлюков, С.Н. Ткаченко, А.В. Коваленко
(г. Донецк, Донецкий национальный технический университет)

СПОСОБ ОБРАБОТКИ НА ЭВМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ ВТОРИЧНЫХ КОММУТАЦИЙ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Предложен способ идентификации и обработки в графическом редакторе схем вторичных коммутаций большого размера с цифровыми устройствами основных элементов электроустановок. В основе предложенного способа используются слои для размещения оборудования панелей, идентифицирующих рамок для создаваемых панелей и фрагментирования схем по форматам А3 с применением соединителей перемычек клеммников с цветовой идентификацией последних.

The method of identification and processing in a graphical editor of large-size secondary wiring circuits with digital devices of electrical installations main elements are proposing in this article. The proposed method are based on layers for placement of equipment panels, identifying frames for panels created and fragmentation of circuits according to A3 formats using connectors of terminal blocks of jumpers with color identification of the latter.

Ключевые слова: схемы вторичных коммутаций больших размеров, способ идентификации и обработки, цифровые устройства основных элементов электроустановок, графический редактор.

Keywords: large-size secondary wiring circuits, method of identification and processing, digital devices of electrical installations main elements, graphic editor.

На кафедре «Электрические станции» ДонНТУ накоплен опыт разработки и внедрения учебных и промышленных САПР первичных и вторичных коммутаций электроустановок ЭС и ПС [1,2].

На стадии рабочего проекта схемы электрические принципиальные расширенные (СЭПР) вторичных коммутаций устройств управления, релейной защиты и автоматики (УРЗА) основных элементов электроустановок имеют большое количество дискретных и цифровых элементов, обширные внутри- и между панельные связи[3-5]. Ниже в табл. 1 приведена количественная характеристика таких схем на примере проектов УРЗА ЛЭП напряжением 330 кВ и энергоблока мощностью 1000 МВт АЭС.

В современных графических редакторах традиционно схемы большого размера изображаются в пространстве модели, а затем выходные документы с их участием формируются в пространстве листов путем расчленения исходной схемы на отдельные фрагменты. Применительно к СЭПР большого размера выполнить такое расчленение на этапе формирования выходного

документа в ряде случаев оказалось проблематичным из-за большого количества разрываемых связей.

Таблица 1. Характеристика проектов УРЗА

Защищаемый объект	Вид РЗА	Количество			
		Панелей ¹	Форматов	Клемм	Жил / кабелей
Блок АЭС	РЗ генератора, ошиновки 330 кВ, ТСН и блочного трансформатора, Автоматика управления КАГ-24, АЛАР, Автоматика фиксации выключателей, Цепи измерения и учета	$\frac{19}{164}$	253	7592	$\frac{2740}{410}$
ЛЭП	Основная и резервная защита Управление выключателями, Противоаварийная автоматика: АЛАР, АПН и ФОЛ, УПАСК, ОМП ВЛ	$\frac{11}{48}$	167	4723	$\frac{1381}{-}$

Примечание. 1 – число панелей, где в числителе стоит количество создаваемых, а в знаменателе – всего.

В выполненных авторами разработок САПР вторичных коммуникаций УРЗА предложен другой способ представления схем больших размеров. СЭПР фрагментируется пользователем на стадии ее формирования в пространстве модели графического редактора. Сформированная таким образом СЭПР начинает выполнять одновременно две функции: математической модели и выходного документа. Пример одного фрагмента СЭПР, заключенного в формат А3, приведен на рис. 1.

Для объединения одноименных цепей, попавших в различные фрагменты создаваемой панели (например, «плюсов» и «минусов» оперативного тока), был применен графический блок в виде стрелки с именем *mcp_up*. Эти блоки устанавливаются на концы «разорванной» цепи в каждом формате схемы. Пример одного из таких блоков показан на рис. 2, где он идентифицирует цепь «плюса» оперативного тока с обозначением «01».

Для идентификации СЭПР создаваемой панели в описываемой подсистеме САПР все ее фрагменты охватываются общим прямоугольником желтого цвета. В верхнем левом его углу на горизонтальной стороне устанавливается графический блок с именем *pnl_lg*, идентифицирующий создаваемую панель. В свободной от форматов части охватывающего прямоугольника (обычно его правая часть) размещается служебная зона. В

нее во время обработки СЭПР помещаются не вошедшие в основную схему резервные клеммы вместе с соединяющими их перемычками или жилами кабеля.

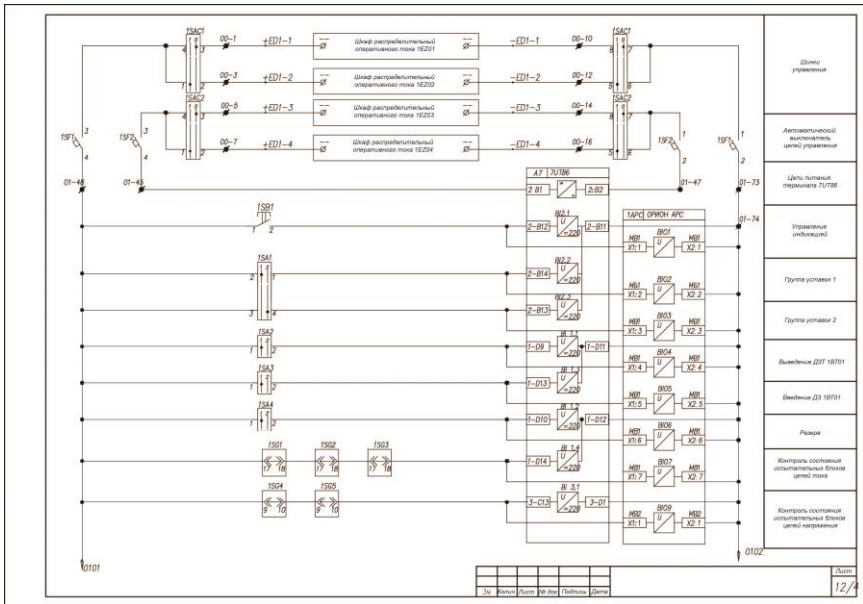


Рис. 1. Пример фрагментирования цепей оперативного тока защиты генератора

В проект РЗА могут входить одновременно несколько создаваемых панелей. Возможен вариант размещения их СЭПР на одном dwg-чертеже проекта. В этом случае сокращаются трудозатраты при выполнении проектных процедур распределения жил по кабелям, поскольку не требуется повторное распределение жил для кабелей, соединяющих одни и те же пары создаваемых панелей. Кроме того, облегчается создание сводных выходных документов проекта (КЖ и ведомость кабелей). Однако в этом варианте значительно увеличивается размер dwg-рисунка AutoCAD и время его обработки, что в ряде случаев может оказаться критичным.

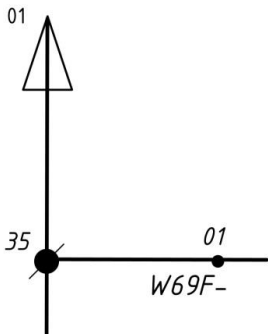


Рис. 2. Пример междофрагментного соединения цепи СЭПР

Все оборудование и внутри-панельные связи создаваемой

панели СЭПР должны быть размещены на отдельном слое. Название панели и обозначение слоя отличаются введением в последнее двух символов подчеркивания (машинных пробелов) в начале и в конце названия панели. Так, например, для панели «ОШК-Q3» пользователем должен быть создан слой с обозначением «_ОШК-Q3_». Данный прием предназначен для выделения слоев создаваемых панелей в общих списках слоев рисунка AutoCAD.

Все межпанельные связи должны быть расположены в слое «Связи». Поясняющие элементы вспомогательных микропроцессорных терминалов (сигнальных устройств, синхронизаторов и др.), дискретные элементы которых не входят в спецификацию оборудования создаваемой панели, должны помещаться в слой «0».

Описанная технология идентификации и обработки вторичных схем положена в основу САПР. Ее общая структурная схема приведена на рис. 3.

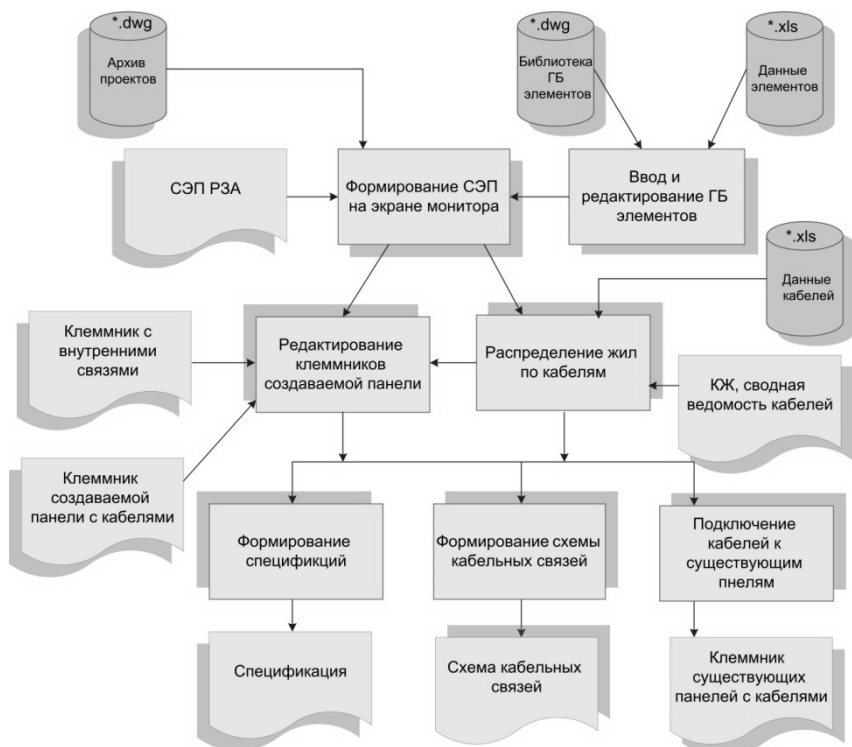


Рис. 3. Структурная схема взаимосвязей компонентов САПР СЭПР РЗА

Она состоит из компонентов трех уровней. На первом из них производится формирование пользователем машинного варианта СЭПР.

Схема может быть создана путем вставки ГБ элементов с использованием их библиотек и электронных таблиц исходных данных элементов, а также изображения связей между элементами. Полностью вся СЭПР может быть скопирована с архива проектов и соответствующим образом отредактирована по исходным данным текущего проекта. В результате выполнения проектных процедур первого уровня может быть получен выходной документ – задание заводу на СЭПР РЗА. Машинная процедура выделяет на рисунке проекта элементы создаваемой панели и внутренние связи между ними путем отключения слоев остальных панелей и межпанельных связей.

Компоненты второго уровня осуществляют предварительную интерактивную обработку СЭПР. На этом уровне реализованы две основные проектные процедуры: выбора кабелей и распределения по ним изображенных на СЭПР жил междупанельных кабельных связей, а также формирования клеммников создаваемых панелей. В результате выполнения указанных проектных процедур могут быть получены следующие выходные документы СЭПР РЗА: кабельный журнал и сводная ведомость кабелей, задание заводу на ряды зажимов создаваемой панели и схема подключения кабелей к рядам зажимов создаваемой панели.

Компоненты третьего уровня осуществляют итоговую обработку СЭПР, в результате чего могут быть получены следующие выходные документы: спецификация оборудования схемы, схема кабельных связей с панелями и схемы подключения кабелей к рядам зажимов существующих панелей.

Список литературы

1. Павлюков, В.А. Учебная САПР электрической части станций и подстанций [учебное пособие] / Павлюков В.А., Ткаченко С.Н., Коваленко А.В. – Харьков: ФЛП Панов А.Н., 2016. -124 с.
2. Официальный сайт «CAD Electric Education», 2018. – URL: <https://es-cad.ru/CAD-Electric-Education/> (дата обращения 01.10.2018).
3. Беляев, А.В. Вторичная коммутация в распределительных устройствах, оснащенных цифровыми РЗА / А.В. Беляев. – М.: НТФ Энергопрогресс, 2009. – Ч.1 – 80 с.: ил. – (Библиотечка электротехника, приложение к журналу Энергетик. Вып. 9 (129)).
4. Беляев, А.В. Вторичная коммутация в распределительных устройствах, оснащенных цифровыми РЗА [учебное пособие] / А.В. Беляев. – СПб.: ЭИИПК, 2009. – Ч.2. –74 с.
5. Лезнов, С.И. Устройство и обслуживание вторичных цепей электроустановок / С.И. Лезнов, А.Л. Фаерман, Л.Н. Махлина – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986 – 152 с.: ил.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 621.314

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f164acc8.55932489

А.С. Рытиков, А.И. Власов
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУМОСТОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Представлена модель цифровой системы управления для импульсного полумостового преобразователя напряжения со стабилизацией напряжения, а также с защитой по превышению выходного тока.

A model of a digital control system for a pulsed half-bridge voltage converter with voltage stabilization, as well as with protection for exceeding the output current, is presented.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, моделирование, микроконтроллер, Proteus, импульсная модуляция, система управления, САПР.

Keywords: pulse voltage converter, simulation, microcontroller, Proteus, pulse modulation, control system, CAD.

Структурная организация, набор команд и аппаратурно-программные средства ввода/вывода информации микроконтроллеров лучше всего приспособлены для решения задач управления и регулирования в приборах, устройствах и системах автоматики [1] и преобразовательной техники.

Принцип работы импульсных преобразователей напряжения основан на преобразовании выпрямленного сетевого напряжения в импульсы прямоугольной формы с определенной периодичностью [2]. Управление периодом выключения и включения управляющих транзисторов обеспечивается с помощью микросхем, специализированных систем управления, микроконтроллеров. В работе рассмотрен импульсный преобразователь с замкнутой системой автоматического управления (САУ), выполненный на микроконтроллере.

Для реализации САУ используется микроконтроллер ATmega644[2]. Для работы системы управления необходимо на контроллере реализовать: генератор ШИМ-сигнала, опрос датчиков выходного напряжения и тока, регулятор напряжения, систему защит. Для индикации выходных параметров применен LCD экран на контроллере HD44780[3].

Программа для микроконтроллера написана в среде разработки AVR studio. Алгоритм работы представлен на рис.1. При переполнении таймера T0 в подпрограмме обработки прерывания вычисляется управляющий сигнал для силовых транзисторов преобразователя. Также выполняется опрос датчиков напряжения и тока, вычисляется сигнал рассогласования, интегральная и пропорциональная составляющая ПИ-регулятора, на основе

которого формируется ШИМ-сигнал с необходимым коэффициентом заполнения. Таймером T1 задается частота управляющих ШИМ - сигналов.



Рис. 1. Алгоритм работы цифровой системы управления

Моделирование работы системы управления преобразователем напряжения проводилось в программе Proteus с использованием встроенных библиотек элементов.

Схема результатов моделирования преобразователя напряжения с замкнутой САУ приведены на рис. 2 и 3 соответственно. На рис. 3 представлено выходное напряжение при реакции САУ на ступенчатое изменение нагрузки. Диаграмму рис. 3 можно разделить на 3 участка:

1. Участок от 0 до t_0 - стабилизация напряжения после включения системы управления.
2. Участок от t_0 до t_1 - стабилизация напряжения после включения дополнительной нагрузки.

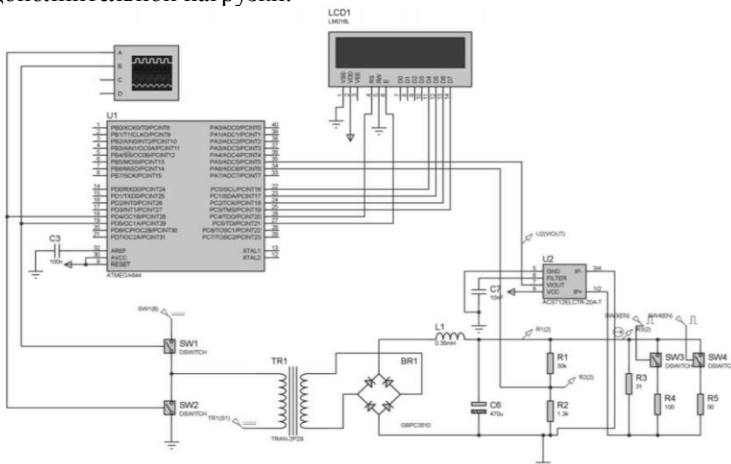


Рис. 2. Модель цифровой системы управления с полумостовым преобразователем

3. Участок от t_1 до t_2 - стабилизация напряжения после отключения дополнительной нагрузки.

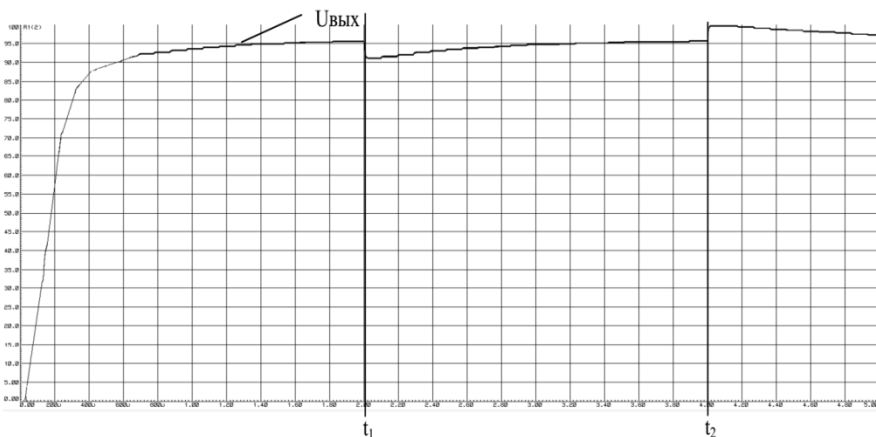


Рис. 3. Результаты моделирования

Как видно из представленных результатов система управления хорошо обрабатывает изменение нагрузки, и напряжение на выходе стремится к заданному значению.

Модель преобразователя с САУ в системе Proteus позволяют проверить работу цифрового ПИ-регулятора совместно с моделью преобразователя и подобрать адекватные параметры регулятора на этапе проектирования.

Список литературы

1. Межаков, О.Г. Цифровые импульсные преобразователи напряжения под управлением микроконтроллера (Ч.1) / О.Г. Межаков // Молодой ученый. – 2015. URL <https://moluch.ru/archive/92/19633/> (дата обращения: 17.10.2018).
2. Импульсный источник питания: URL: <https://amperof.ru/elektrotriborympulsnyj-blok-pitaniya.html> (дата обращения 10.10.2018).
3. Atmel: URL: <https://www.farnell.com/datasheets/82623.pdf> (дата обращения 10.10.2018).
4. HITACHI: URL: <https://www.sparkfun.com/datasheets/LCD/HD44780.pdf> (дата обращения 10.10.2018).

Материал поступил в редколлегию 17.10.18

УДК 621.3

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f1f2bc91.19710464

А.В. Серебрянников, И.Н. Агеев

(Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНВЕРТИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ПРОГРАММЕ LTSPICE

Представлены результаты моделирования в программе LTspice трёх различных схем инвертирующих импульсных преобразователей постоянного напряжения. Сделаны выводы о процессах, происходящих при работе рассмотренных преобразователей.

The article presents the results of simulation in LTspice of three different schemes of inverting pulsed DC/DC converters. Conclusions about the processes occurring during the operation of the considered converters are made.

Ключевые слова: моделирование, инвертирующий импульсный преобразователь, преобразователь постоянного напряжения, LTspice

Keywords: simulation, inverting pulse converter, DC/DC converter, LTspice

Программа LTspice была выбрана в качестве инструмента компьютерного моделирования инвертирующих импульсных преобразователей по результатам ранее проведённого сравнения различных программ моделирования [1-2].

Рассмотрены три схемы инвертирующих импульсных преобразователей со входным напряжением +12 В и выходным напряжением –5 В.

Схема преобразователя на базе микросхемы LT8330 представлена на рис. 1, а результаты моделирования – на рис. 2.

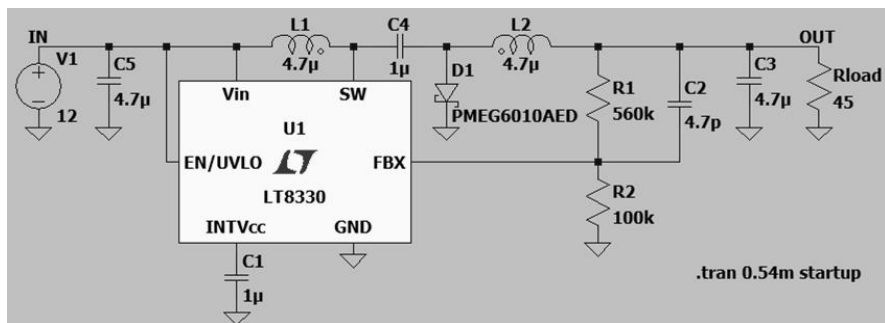
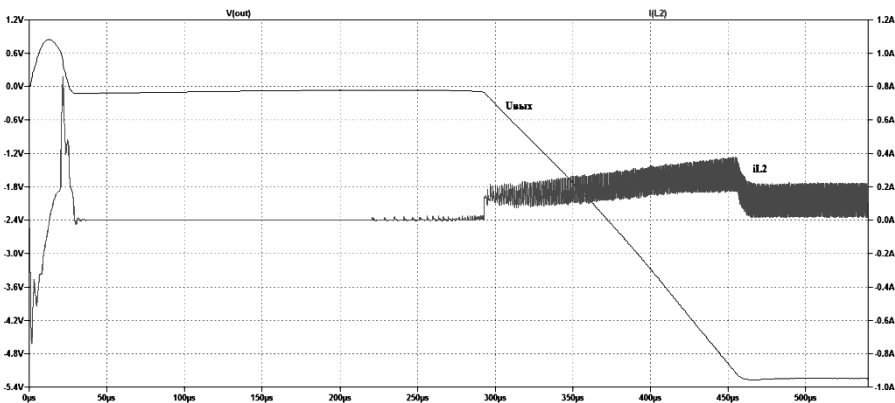


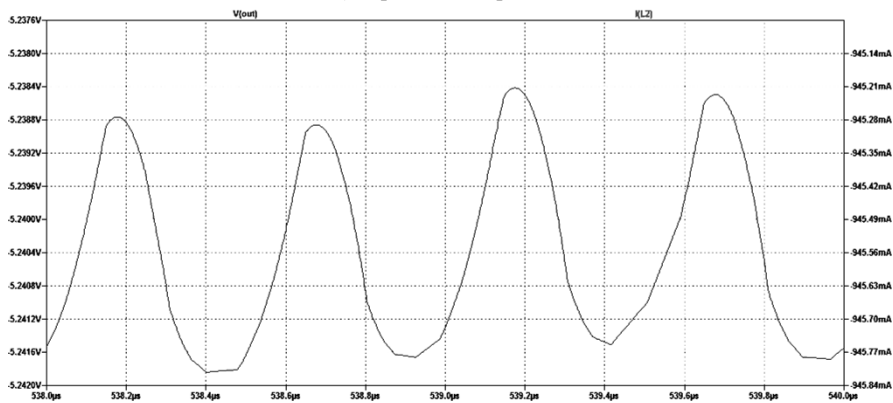
Рис. 1. Схема преобразователя на базе микросхемы LT8330 в программе LTspice

Схема преобразователя на базе микросхемы LT8361 и результаты её моделирования представлены на рис. 3 и 4 соответственно.

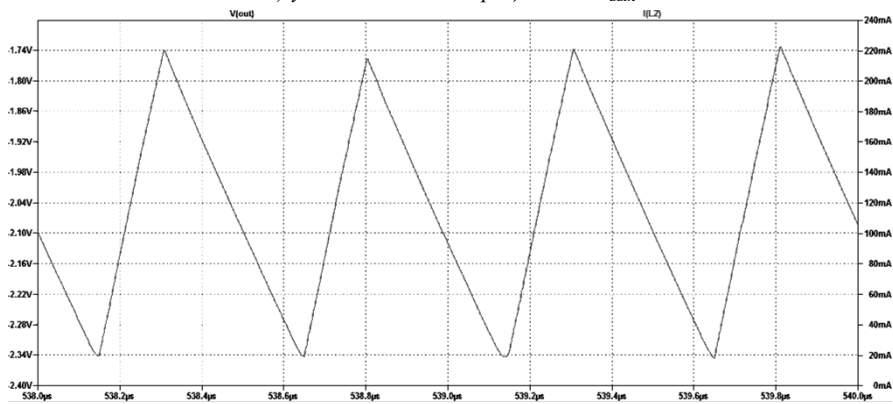
Схема преобразователя на базе микросхемы LT8364 представлена на рис. 5, а результаты моделирования – на рис. 6.



а) переходный процесс



б) установившийся процесс для $i_{\text{ВЫХ}}$



в) установившийся процесс для i_{L2}

Рис. 2. Результаты моделирования преобразователя на базе микросхемы LT8330

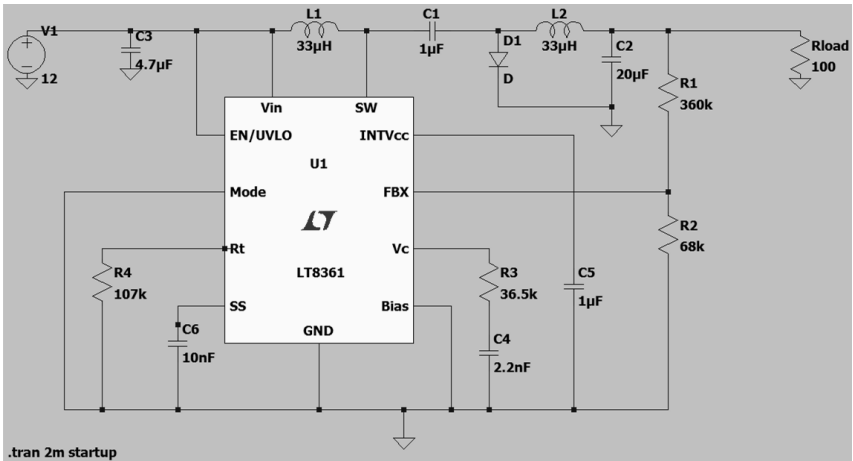
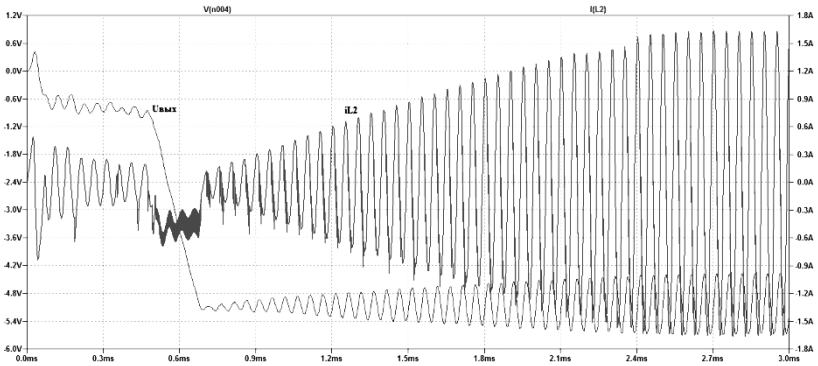
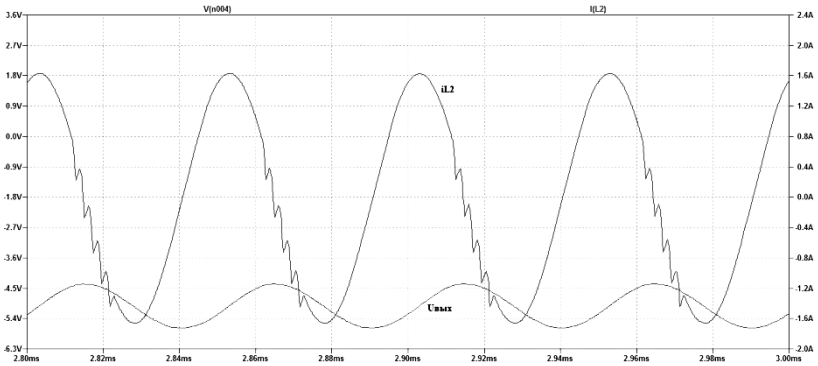


Рис. 3. Схема преобразователя на базе микросхемы LT8361 в программе LTspice



а) переходный процесс



б) установившийся процесс для $i_{\text{Вых}}$ и i_{L2}

Рис. 4. Результаты моделирования преобразователя на базе микросхемы LT8361

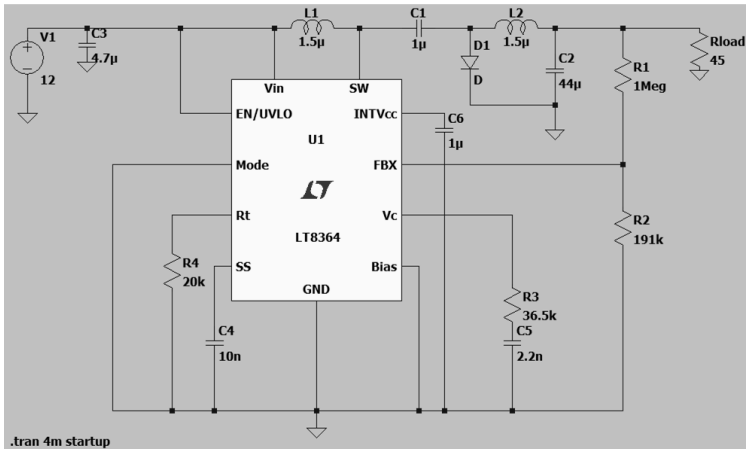
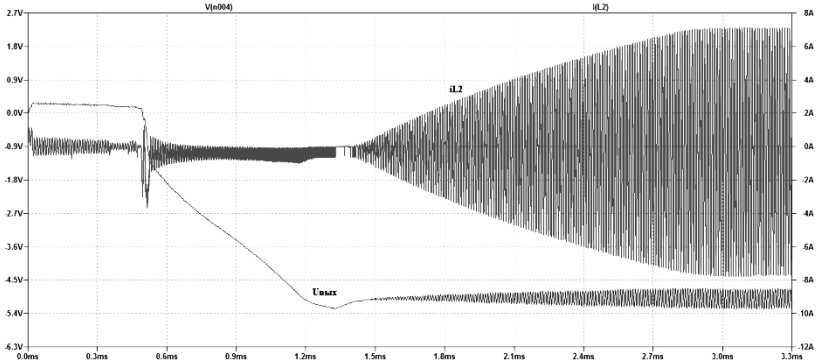
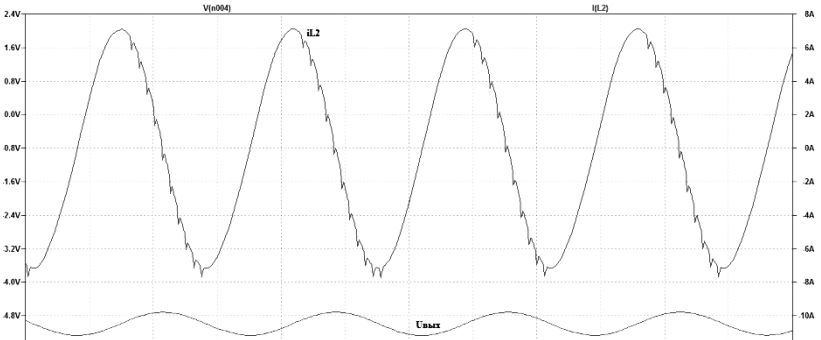


Рис. 5. Схема преобразователя на базе микросхемы LT8364 в программе LTspice



а) переходный процесс



б) установившийся процесс для i_{L2} и $i_{Вых}$

Рис. 6. Результаты моделирования преобразователя на базе микросхемы LT8364

Небольшие колебания выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ и тока дросселя i_{L2} в установившемся процессе (рис. 2, б и в) можно объяснить низкочастотными пульсациями, которые требуют дальнейших исследований.

Как видно из рис. 2, 4 и 6, переходные процессы в исследуемых преобразователях имеют сложный вид, что объясняется сложной системой управления, заложенной в соответствующих микросхемах контроллеров. Сложность в исследовании принципов управления, заложенных в контроллерах, заключается в том, что полная структура микросхем компаний-производителем по понятным причинам не раскрывается [2]. Более-менее подробную структуру можно найти лишь для самых простых контроллеров, но даже для них в описаниях микросхем приводятся не все параметры внутренних элементов контроллера. Поэтому при построении моделей микросхем управления приходится некоторые параметры внутренних элементов брать наугад или подбирать их экспериментальным путём: с помощью виртуального эксперимента, при котором добиваются более-менее правильных результатов работы схемы, или с помощью реального эксперимента с микросхемой.

В связи с изложенным самым лучшим способом моделирования устройств силовой электроники является построение полной модели устройства на основе PSpice-моделей микросхем управления, которые предоставляются самими разработчиками этих микросхем [2], что и было выполнено авторами статьи с использованием программы моделирования LTspice.

Следует также заметить, что даже при достаточно простом преобразователе на базе микросхемы LT8330 наблюдаются колебательные, а не почти линейные процессы, которые имеют место в простых импульсных преобразователях. Подобные колебания наблюдались и при моделировании импульсных преобразователей в программе MultiSim (NI Design Suite) [2]. Понятно, что колебания могут возникнуть в схемах с большим количеством реактивных элементов, но условия возникновения таких колебаний необходимо исследовать более подробно.

Список литературы

1. *Серебрянников, А.В.* Расчет резонансных процессов в простейшей RLC-цепи в различных программах моделирования / А.В. Серебрянников, И.Н. Агеев, В.Н. Серебрянникова // САПР и моделирование в современной электронике: Сб. науч. тр. I межд. науч.-практ. конф. (Брянск, 22-23 ноября 2017 г.). – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 5-9.
2. *Серебрянников, А.В.* Особенности компьютерного моделирования устройств силовой электроники на различных этапах их проектирования / А.В. Серебрянников, Л.С. Севриков // Нигматуллинские чтения-2018: Тезисы Междунар. науч.-техн. конф. (Казань, 9-12 октября 2018 г.). – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2018. – С. 202-205.

Материал поступил в редколлегию 22.10.18.

УДК 001.891.573

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f2847531.24669228

Б.А. Тургунов, М.М. Халилов
(г. Фергана, Узбекистан, Ферганский филиал Ташкентского университета
информационных технологий им. Мухаммада ал-Хоразмий)

РОЛЬ ВОЛОКОННОЙ ОПТИКИ В СЕТЯХ ПОМЕЩЕНИЙ

Рассмотрены особенности применения оптических технологий в локальных сетях. В том числе проанализированы особенности пассивной технологии.

In this paper, the features of the application of optical technologies in local networks are considered. Including, features of a passive technology are analyzed.

Ключевые слова: оптическая сеть, пассивная оптическая сеть, локальная сеть.

Keywords: optical network, passive optical network, local network.

Сегодняшние узкополосные телекоммуникационные сети доступа характеризуются такими свойствами, как – низкая скорость передачи, длительное время установления соединения, неравномерный трафик с задержками, что в совокупности можно было бы назвать как ненадежное качество услуг. Это снижает позитивные впечатления, которые заказчик мог бы получать от использования услуг связи телекоммуникационного оператора.

В то время как медь УТР доминировала в проводке помещений, волоконная оптика становится все более популярной, поскольку скорость компьютерной сети повысилась до диапазона гигабита и выше. В большинстве крупных корпоративных или промышленных сетей используется волоконная оптика для магистральных сетей ЛВС. Некоторые из них также использовали волокно для настольных компьютеров, используя централизованную волоконную архитектуру, которая может быть весьма экономичной. Даже волокна для домашних архитектур используются в сетях помещений.

Магистралы. Оптические волокна предлагают несколько преимуществ для магистралей ЛВС. Самое большое преимущество оптического волокна заключается в том, что оно может транспортировать больше информации на большие расстояния за меньшее время, чем любой другой коммуникационный носитель. Кроме того, на него не влияет интерференция электромагнитного излучения, которая позволяет передавать информацию и данные через области со слишком большим количеством помех для медной проводки с меньшим шумом и меньшей ошибкой, например, в промышленных сетях на заводах. Волокно меньше и легче медных проводов, что упрощает установку в узкие пространства или кабелепроводы. Правильно

спроектированная централизованная волоконно-оптическая сеть может экономить средства на медной проводке, если включена общая стоимость установки, поддержки, регенерации и т. д.

Замена медных кабелей UTP на рабочий стол с помощью волоконной оптики никогда не была эффективной с точки зрения затрат, так как для каждой линии требуется, чтобы преобразователи подключались к медному порту на ПК к оптоволоконному кабелю, а другой - к разьему концентратора / коммутатора, если не используются специализированные концентраторы / коммутаторы с оптоволоконными портами. Некоторые пользователи оплатили эту стоимость, так как они ожидали обновления до скоростей, которые не будут работать на UTP, и не хотели бы устанавливать обновления каждый раз, когда скорость сети увеличивалась.



Рис.1. Централизованное волокно на рабочий стол

Однако решение для недорогого волокна в локальной сети использует централизованное волокно (см. Правую часть диаграммы выше). Поскольку волокно поддерживает более длинные линии связи, чем медь, можно создавать сети без телекоммуникационных комнат для промежуточных соединений, а только пассивную волоконную оптику от комнаты основного оборудования для рабочей зоны. В стандартах это называется централизованной архитектурой волокон. Так как телекоммуникационная комната не нужна, пользователь экономит стоимость площади для телекоммуникационного помещения, стоимость предоставления бесперебойного питания и заземления данных в телекоммуникационной комнате и круглогодичный кондиционер для удаления тепла, создаваемого высокоскоростными сетями оборудования. Это, как правило, более чем компенсирует дополнительную стоимость волоконной линии и экономит затраты на обслуживание[1].

OLANs - Оптические локальные сети. В последнее время волоконно-оптические линии (FTTH) с использованием пассивной оптической сети (PON) или двухточечной связи (P2P) стали экономически эффективными для широкополосных соединений. За первые 5 лет активных установок FTTH почти 100 миллионов домов, квартир и предприятий были напрямую связаны с волокнами. Такой высокий объем означает, что цены снизились настолько, что стоимость одномодового волоконно-оптического кабеля была почти такой же дешевой, как медь, или даже дешевле, когда волокна с более высокой пропускной способностью позволили нескольким пользователям разделить одну волоконную линию. Когда поставщики и пользователи поняли, что локальная сеть помещений не отличается от многоквартирного дома (называемого многоквартирным жильем MDU - на жаргоне FTTH), архитектура FTTH начала использоваться в больших локальных сетях. Под «большим» мы подразумеваем, что они начались с локальных сетей, охватывающих большие географические области, такие, как кампус или большое здание, а также «большое» количество пользователей[1].

Эти приложения стали известны как «пассивные оптические сети» (POL) при использовании технологии FTTH PON и «волокна в офис» (FTTO) при использовании P2P-ссылок. В совокупности они называются OLAN для «оптических ЛВС». Оптические локальные сети основаны на международных стандартах FTTH, но в будущем они считаются включенными в структурированные стандарты кабельных соединений.

Оба FTTO и POL используют многопортовые мини-переключатели на выходе пользователя. POL предназначены для услуг Triple Play (голос, данные и видео), но могут выполнять только сервисы, необходимые пользователю. Выходы FTTO обычно являются многопортовыми Ethernet. Порты данных, как правило, являются Gigabit Ethernet, но могут быть модернизированы до более высоких скоростей передачи. Пользовательские терминалы могут иметь POE (питание через Ethernet), доступное с использованием питания ONT или переключателя.

OLAN - идеальное решение для многих сетей. Они практически не ограничены по расстоянию, поэтому они идеально подходят для крупных зданий (конференц-центров, аэропортов, библиотек, спортивных сооружений, больниц и т. Д.) Или кампусов. Они легко масштабируются для крупных сетей, и сети уже установлены 16 000 пользователей. Они используют небольшое пространство по сравнению с традиционными структурированными кабельными сетями. Мало того, что не нужны телекоммуникационные номера, но электроника для входа тоже мала. И сети легко впитывают очень высокое использование данных; некоторые могут обрабатывать соединения 10-20 Гбит / с для внешнего мира. У POL также есть еще одно преимущество в безопасности[2]. Поскольку они транслируются через разветвитель PON для всех пользователей, каждый сигнал должен быть зашифрован, добавив уровень безопасности для сети.

Помещения кабельных сетей для локальных сетей - это то, где аргументы волокна / меди / беспроводной связи обычно фокусируются. Полтора века опыта работы с медными коммуникационными кабелями дает большинству пользователей знакомство с медью, что делает их скептическими по отношению к любому другому средству. И во многих случаях медь оказалась действительным выбором. В большинстве систем управления зданием используются проприетарные медные кабели, например, проводка термостата, как и системы подкачки / звуковые колонки. Системы мониторинга и ввода в систему безопасности, безусловно, более дешевые, по-прежнему зависят от меди, хотя высокие средства безопасности, такие как правительственные и военные объекты, часто несут дополнительные затраты за более безопасный характер волокна[3].

Системы наблюдения становятся все более распространенными в зданиях, особенно в аэропортах, правительственных учреждениях, банках, казино или других зданиях, которые считаются возможными рисками для безопасности. В то время как коаксиальные соединения являются общими для видеосистем в коротких ссылках, а структурированные кабели могут работать на ограниченных расстояниях на кабелях Cat 5E или Cat 6, таких как компьютерные сети, волокно стало гораздо более распространенным выбором для видео. Помимо обеспечения большей гибкости размещения камеры из-за своей дистанционной возможности, волоконно-оптические кабели намного меньше и легче, что позволяет упростить установку, особенно в более старых объектах, таких как аэропорты или крупные здания, которые могут иметь свободные пространства, уже заполненные многими поколениями медных кабелей.

Можно сказать, что будущие локальные сети и сети абонентского доступа будут строиться именно на основе оптической технологии.

Список литературы

1. *Барсков, А.Г.* FTТх: выбор технологии/ А.Г. Барсков //Сети и системы связи. – 2008. – № 12. – С. 30 – 36.
2. *Kramer, Glen.* Ethernet Passive Optical Networks, McGraw-Hill, March, 2005.
3. *Effenberger F. J., Ichibangase H. & Yamashita H.* Advances in Broadband Passive Optical Networking Technologies.. IEEE Communications Magazine, Dec. 2001. P. 118-124.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 662.74

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f3185589.80312595

Н.Р. Туркина, Н.А. Бильдюк, А.А. Рак
(г. Санкт-Петербург, Балтийский государственный технический университет
«ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР ДЛЯ ПРОЧНОСТНОГО РАСЧЕТА ЧЕРВЯЧНОГО ШЕВЕРА

Проведены расчеты с использованием САПР для прочностного расчета червячного шевера.

In the work calculations were made using CAD for the strength calculation of a worm shaver.

Ключевые слова: червячный шевер, напряжения, деформация.

Key words: worm shaver, tension, deformation.

В данной работе представлены результаты напряженно-деформированного состояния червячного шевера. Практический аспект работы связан с тем, что шеверы предназначены для чистовой обработки цилиндрических колес с прямыми и винтовыми зубьями наружного и внутреннего зацепления. Шевингование повышает точность колес, как правило, на одну степень, при этом исправляются профиль зубьев, шаг, направление зубьев, биение зубчатого венца, а шероховатость поверхности зубьев снижается.

При эксплуатации данной конструкции должны выполняться следующие условия: прочность, устойчивость и герметичность, также необходимо было провести расчет на собственные частоты и формы колебаний. Сложность форм и габариты конструкций делают трудным осуществление натурального эксперимента. Благодаря развитию ЭВМ стало возможным моделирование сложных физических явлений. Поэтому в этой работе мы проводили прочностной расчет червячного шевера в программе ANSYS Workbench.

Геометрическая модель шевера (рис. 1) была создана в программном комплексе САПР SolidWorks.

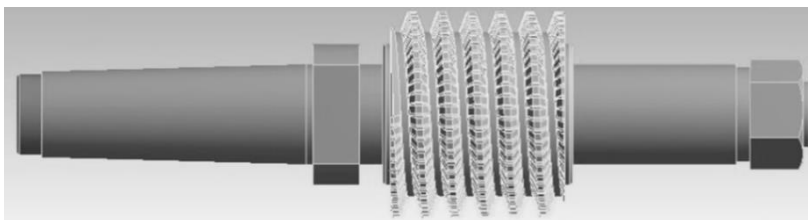


Рис. 1. 3D-модель червячного шевера

Затем в работе расчет производился в CAE ANSYS Workbench 16.0, тип расчета Static Structural. При этом модель червячного шевера разбивалась на конечные элементы посредством генерации сетки (рис. 2).

Для расчета деформаций шевера были заданы закрепления и нагрузки его поверхностей (рис. 3 – 4).

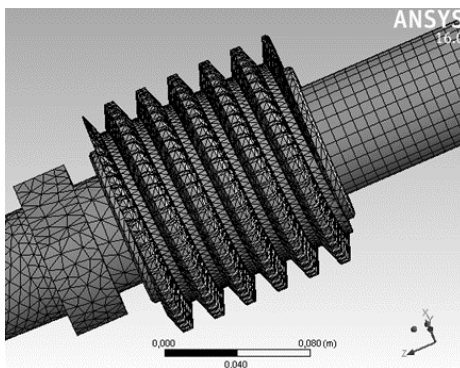


Рис. 2. Конечноэлементная модель червячного шевера

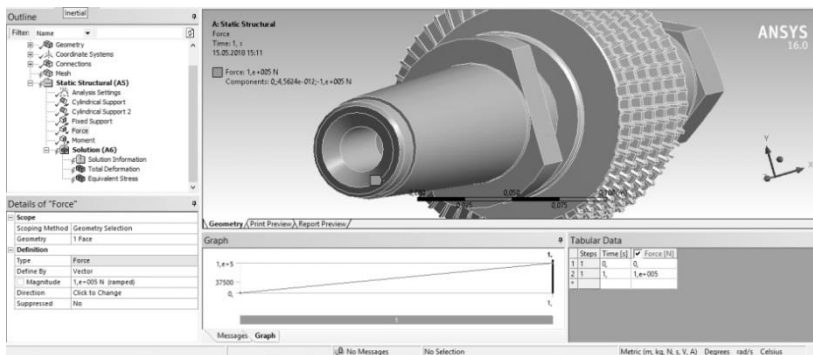


Рис. 3. Вращательный момент

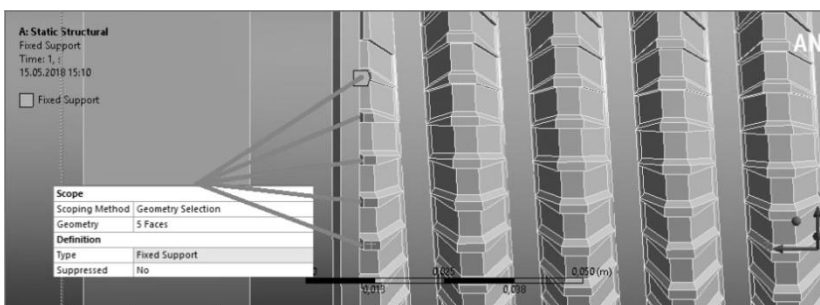


Рис. 4. Крепежная нагрузка шевера

При приложении усилий и вращающих моментов были получены следующие результаты перемещения и эквивалентного напряжения (рис. 5 – 6).

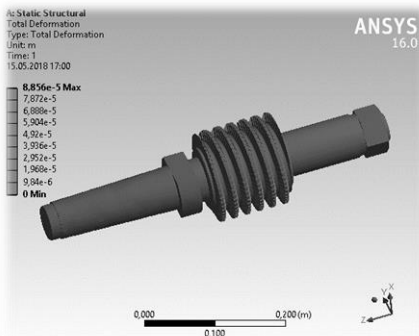


Рис. 5. Перемещение, количество закреплений зубьев – 10

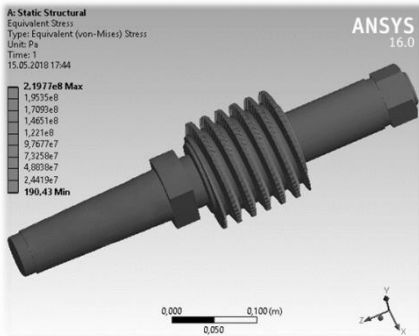


Рис. 6. Эквивалентное напряжение, количество закреплений зубьев – 100

Расчет потери устойчивости формулируется в CAE ANSYS как задача на собственные значения:

$$([K] - \lambda_i [S])\{\psi\}_i = \{0\}, \quad (1)$$

где $[K]$ – матрица жесткости; λ_i – собственное значение; $[S]$ – матрица жесткости напряжений; ψ_i – собственный вектор смещений.

По умолчанию в программе используются итерационные методы блок Ланцоша и Сабспейс для нахождения форм потери устойчивости в диапазоне от минус бесконечности до плюс бесконечности. Результат представлен на рис. 7.

Максимальная деформация составляет 0,75 мм и расположена в месте крепления шевера, что позволяет сделать вывод об устойчивости системы.

В работе был проведен расчет собственных частот для всех вариантов модели, было рассмотрено 6 форм колебаний. В результатах представлена 1 форма колебаний (рис. 8).

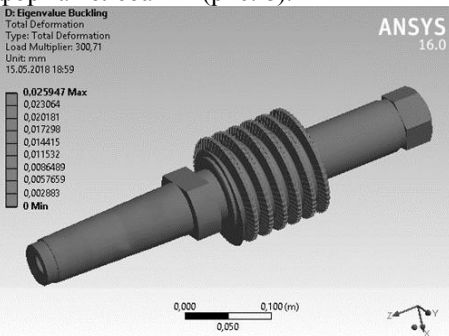


Рис. 7. Первая форма потери устойчивости

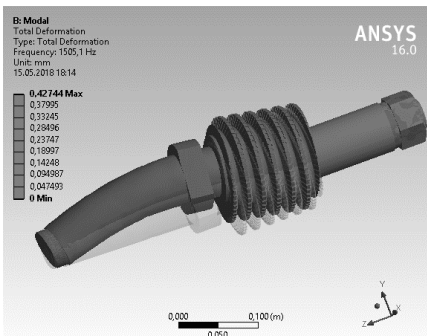


Рис. 8. Первая форма колебаний

Значения собственных частот составили от 1505 до 4169 Гц. Частота оборотов шеврных станков составляет, как правило, от 63 до 500 оборотов в минуту, что в переводе составляет от 1,5 Гц до 9 Гц. Следовательно,

собственные частоты шевера на два порядка превышают частоты, на которых он работает, что позволяет сделать вывод об устойчивости системы.

Таким образом, по результатам расчетов было установлено, что рассмотренная конструкция червячного шевера обладает достаточной прочностью и выдерживает действующие на нее нагрузки, которые не превышают допустимых.

Материал поступил в редколлегию 17.10.18.

УДК 004.946

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f4673b51.37493449

Д.М. Умурзакова

(Узбекистан, г. Фергана, Ферганский филиал Ташкентского университета информационных технологий)

СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ И ИХ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Рассмотрены элементы модели массового обслуживания, рассматривается многоканальная система массового обслуживания неделимых групповых заявок с очередью неограниченной длины, простым групповым потоком на входе, распределенным временем обслуживания.

The elements of a queuing model are considered. A multichannel queuing system of indivisible group calls with a queue of unlimited length, a simple group flow at the input and distributed service time is considered.

Ключевые слова: теория массового обслуживания, математическая модель, очередь, каналы, обслуживание.

Keywords: queuing theory, mathematical model, queue, channels, services.

Современный этап развития науки и техники обуславливает острую необходимость в анализе сложных систем. Одной из математических дисциплин прикладного характера, обслуживающих эту потребность, является теория массового обслуживания (ТМО). ТМО занимается построением математических моделей специальных систем (СМО). Система массового обслуживания (СМО) — система, которая производит обслуживание поступающих в неё требований. Обслуживание требований в СМО выполняется обслуживающими приборами. Классическая СМО содержит от одного до бесконечного числа приборов. В зависимости от наличия возможности ожидания поступающими требованиями начала обслуживания СМО подразделяются:

- на системы с потерями, в которых требования, не нашедшие в момент поступления ни одного свободного прибора, теряются;

- системы с ожиданием, в которых имеется накопитель бесконечной ёмкости для буферизации поступивших требований, при этом ожидающие требования образуют очередь;
- системы с накопителем конечной ёмкости (ожиданием и ограничениями), в которых длина очереди не может превышать ёмкости накопителя; при этом требование, поступающее в переполненную СМО (отсутствуют свободные места для ожидания), теряется.

Большинство экономических задач связано с системами массового обслуживания.

Системы, в которых, с одной стороны, возникают массовые запросы (требования) на выполнение каких-либо видов услуг, а с другой стороны, происходит удовлетворение этих запросов, называются *системами массового обслуживания*.

Система массового обслуживания включает следующие элементы: источник требований, входящий поток требований, очередь, обслуживающее устройство (обслуживающий аппарат, канал обслуживания), выходящий поток требований.

Системы массового обслуживания классифицируют по разным признакам. К таким признакам относятся условия ожидания требования начала обслуживания. В соответствии с этим признаком системы подразделяются на следующие виды:

- системы массового обслуживания с потерями (отказами);
- системы массового обслуживания с ожиданием;
- системы массового обслуживания с ограниченной длиной очереди;
- системы массового обслуживания с ограниченным временем ожидания.

По месту нахождения источника требований системы массового обслуживания делятся на *разомкнутые*, когда источник находится вне системы, и *замкнутые*, когда источник находится в самой системе. К последнему виду относится, например, станочный участок, в котором станки являются источником неисправностей, а следовательно, и требований на их обслуживание.

Одной из форм классификации систем массового обслуживания является кодовая (символьная) *классификация Д.Кендалла*. При этой классификации характеристику системы записывают в виде трех, четырех или пяти символов, например $A \setminus B \setminus S$, где A — тип распределения входящего потока требований, B — тип распределения времени обслуживания, S — число каналов обслуживания.

Для экспоненциального распределения принимают символ M , для любого (произвольного) распределения — символ G . Запись $G / M / 3$ означает, что входящий поток требований пуассоновский (простейший), время обслуживания распределено по экспоненциальному закону, в системе имеется три канала обслуживания.

Четвертый символ указывает допустимую длину очереди, а пятый — порядок отбора (приоритета) требований.

Примерами СМО могут служить автобусный маршрут и перевозка пассажиров; производственный конвейер по обработке деталей; влетающая на чужую территорию эскадрилья самолетов, которая «обслуживается» зенитками ПВО; ствол и рожок автомата, которые «обслуживают» патроны; электрические заряды, перемещающиеся в некотором устройстве и т. д.

Специалист по системам должен хорошо понимать ресурсы производительности и эффективности проектируемых им систем, скрытые в оптимизации параметров, структур и дисциплинах обслуживания. Моделирование помогает выявить эти скрытые резервы [1].

При анализе результатов моделирования важно также указать интересы и степень их выполнения. Различают интересы клиента и интересы владельца системы. Заметим, что эти интересы совпадают не всегда.

Судить о результатах работы СМО можно по показателям. Наиболее популярные из них:

- вероятность обслуживания клиента системой;
- пропускная способность системы;
- вероятность занятости каждого из канала и всех вместе;
- среднее время занятости каждого канала;
- среднее количество занятых каналов;
- вероятность простоя каждого канала;
- вероятность простоя всей системы;
- среднее количество заявок, стоящих в очереди;
- среднее время нахождения заявки в системе.

Судить о качестве полученной системы нужно по совокупности значений показателей. При анализе результатов моделирования (показателей) важно также обращать внимание на интересы клиента и интересы владельца системы, то есть минимизировать или максимизировать надо тот или иной показатель, а также на степень их выполнения. Заметим, что чаще всего интересы клиента и владельца между собой не совпадают или совпадают не всегда. Показатели будем обозначать далее $H = \{h_1, h_2, \dots\}$.

Параметрами СМО могут быть интенсивность потока заявок, интенсивность потока обслуживания, среднее время, в течение которого заявка готова ожидать обслуживания в очереди, количество каналов обслуживания, дисциплина обслуживания и так далее. Параметры — это то, что влияет на показатели системы. Параметры будем обозначать далее как $R = \{r_1, r_2, \dots\}$ [2].

Постановка задачи. На рис. 1 приведен план АЗС. Рассмотрим метод моделирования СМО на ее примере и план ее исследования. Водители, проезжая по дороге мимо АЗС, могут захотеть заправить свой автомобиль. Хотя обслужиться (заправить машину бензином) не все автомобилисты

поряд; допустим, что из всего потока машин на заправку в среднем заезжает 5 машин в час.

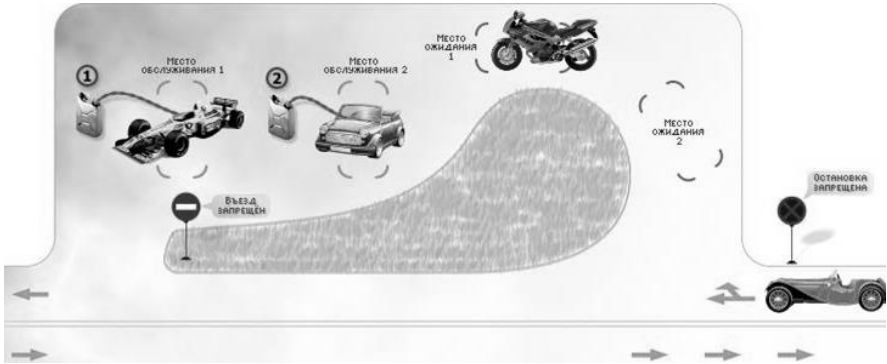


Рис. 1. План моделируемой АЗС

На АЗС две одинаковые колонки, статистическая производительность каждой из которых известна. Первая колонка в среднем обслуживает 1 машину в час, вторая в среднем — 3 машины в час. Владелец АЗС заасфальтировал для машин место, где они могут ожидать обслуживания. Если колонки заняты, то на этом месте могут ожидать обслуживания другие машины, но не более двух одновременно. Очередь будем считать общей. Как только одна из колонок освободится, то первая машина из очереди может занять ее место на колонке (при этом вторая машина продвигается на первое место в очереди). Если появляется третья машина, а все места (их два) в очереди заняты, то ей отказывают в обслуживании, так как стоять на дороге запрещено (см. дорожные знаки около АЗС). Такая машина уезжает прочь из системы навсегда и как потенциальный клиент является потерянной для владельца АЗС. Можно усложнить задачу, рассмотрев кассу (еще один канал обслуживания, куда надо попасть после обслуживания в одной из колонок) и очередь к ней и так далее. Но в простейшем варианте очевидно, что пути движения потоков заявок по СМО можно изобразить в виде эквивалентной схемы, а добавив значения и обозначения характеристик каждого элемента СМО, получаем окончательно схему, изображенную на рис. 2.

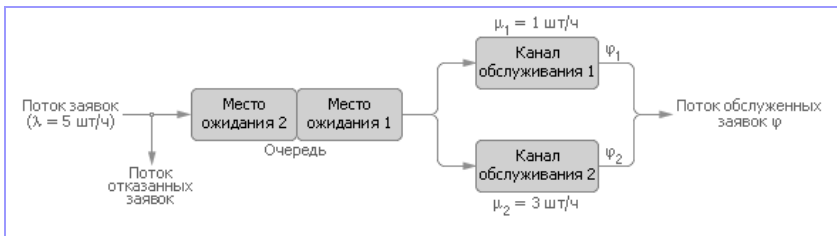


Рис. 2. Эквивалентная схема объекта моделирования

Поставлена и формализована задача построения математической модели многоканальной СМО неделимых групповых заявок, с очередью неограниченной длины и простым групповым потоком требований на входе.

Список литературы

1. Бочаров, П.П. Теория массового обслуживания: учебник./ П.П. Бочаров, А.В. Печенкин – М.: Изд-во РУДН, 1995.
2. Кручинин, С.В. К вопросу выбора между специализированностью и универсальностью в проектировании САПР (на примере САПР систем связи) / С.В. Кручинин, С.В. Зотов, А.В. Вишняков // Известия Волгоградского государственного технического университета. – 2012. –Т.4. – № 13. – С. 177-180.
Материал поступил в редколлегию 03.10.18.

УДК 681.5.017

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f56f50e1.37909908

Р.Р. Умутбаев, Р.И. Салимов, И.Ф. Мингазов, Э.Х. Галиев
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет имени А.Н. Туполева - КАИ (КНИТУ - КАИ))

МЕТОД КОМБИНИРОВАННОГО ПРИМЕНЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ТРАССИРОВЩИКОВ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

*Рассматривается метод совместного применения трассировщиков
TopoR и P-CAD для повышения производительности.*

*The method of joint application of TopoR and P-CAD routers for performance
improvement is considered.*

Ключевые слова: трассировка, печатная плата, TopoR P-CAD.

Keywords: trace, printed circuit board, TopoR P-CAD

При создании проектов трассировки печатных плат можно воспользоваться огромным количеством программ, предназначенных для этих целей. К таким программам можно отнести Sprint-Layout, Eagle, Dip Trace, Express PCB, Altium Designer, Traget 3001, Free PCB, Kicad, TopoR, PCB-Investigator, P-CAD и др. При проектировании ПП, специалисты пользуются только одним программным обеспечением, по этой причине могут возникнуть сложности. Многие электрические схемы имеют микросхемы, питание к ним лучше подавать через блокировочные конденсаторы, и ширина дорожек, желательно, должна быть в диапазоне от 1,2 до 1,5 мм. С сигнальными дорожками легче, для них достаточно, чтобы ширина была в диапазоне от 0,25 до 0,3 мм. Сложности возникают при проверке результата

автотрассировки. Часто бывает, что программа разводит цепь питания в обход через другие элементы схемы и длина дорожек увеличивается, что не очень хорошо, или использует много переходных отверстий между слоями печатной платы, чтобы не пересекаться с дорожками сигнальных цепей. Большое количество переходных отверстий отрицательно сказывается на функциональности схемы, так как переходные отверстия имеют индуктивность. Для увеличения продуктивности проектирования печатных плат предлагается пользоваться несколькими программами одновременно. Например, комбинировать можно такие программы, как P-CAD и TороR.

TороR (Topological Router) — высокопроизводительный топологический трассировщик, который не имеет аналогов. Эффективность программы TороR достигается за счет сочетания следующих уникальных характеристик. Высокоскоростное отслеживание сокращает время проектирования электронных устройств в десятки раз. Широкий спектр инструментов обеспечивает разработку плат с повышенной надежностью и позволяет улучшить производственные и эксплуатационные характеристики. Отсутствие предпочтительных направлений трассировки в слоях значительно уменьшает длину параллельных трасс и уменьшает уровень поперечных электромагнитных помех. Гладкие без изломов проводники позволяют более эффективно использовать свободное пространство печатной платы. Уникальные алгоритмы помогают найти нетрадиционные решения и упростить выполнение сложных задач [1].

Использование САПР печатных плат TороR обеспечивает значительное сокращение сроков проектирования печатных плат, повышение их технологичности, надежности и качества при одновременном снижении производственных затрат. По сравнению с другими системами трассировщик TороR позволяет значительно сократить общую длину проводников и сократить количество межслойных переходов. Это означает, что плата становится значительно более свободной, и вы можете либо увеличить разрывы между проводниками и размером прокладок, либо, не меняя стандартов дизайна, уменьшить размер платы или количество слоев. Использование автотрассировщика плат TороR обеспечивает во многих случаях существенное уменьшение стоимости изготовления печатной платы, так как позволяет сконструировать печатную плату с меньшим числом межслойных переходов, в ряде случаев сократить число слоев, а также отказаться от использования дорогостоящих слепых и скрытых переходов. САПР печатных плат TороR отличается тем, что не имеет преимущественных направлений трассировки, кратных 45° . Трассировка под произвольным углом обеспечивает наиболее экономичное использование трассируемого пространства. За счет этого уровень электромагнитных перекрестных помех снижается в несколько раз по сравнению с разводкой другими САПР [1].

В программе P-CAD создаются цепи питания с землей и сигнальные цепи (рис. 1.).

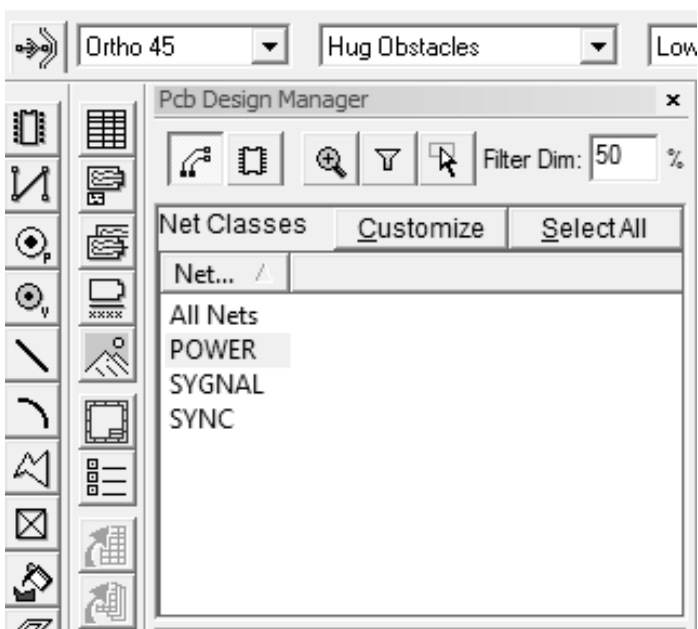


Рис. 1. Класс цепей в P-CAD

Файл проекта экспортируется в программу TороR и автотрассируется только цепь питания и земли (рис. 2.).

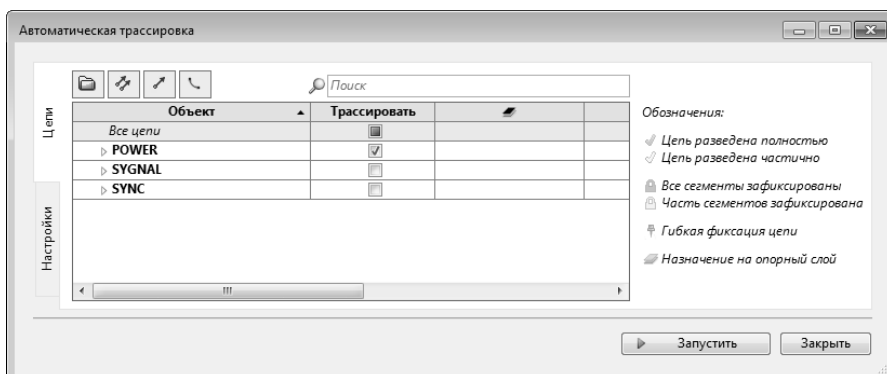


Рис. 2. Трассировка цепей в TороR

После чего цепь проверяется и редактируется вручную, но уже в программе P-CAD (рис. 3.).

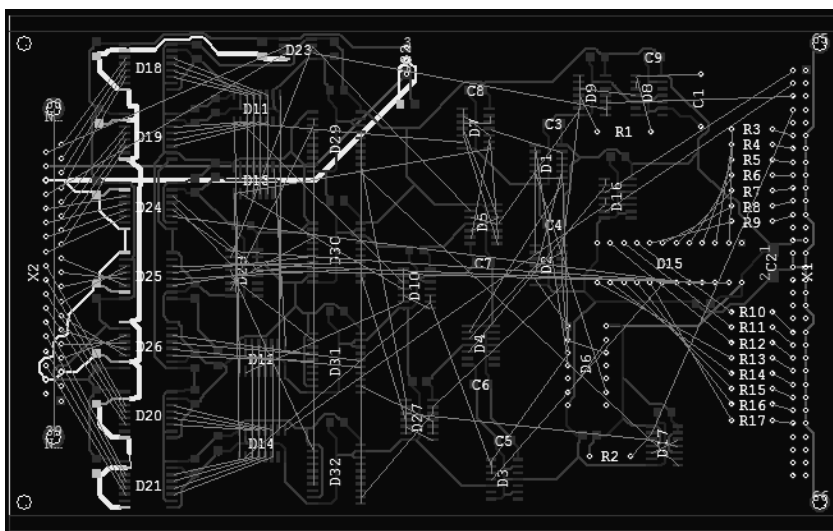


Рис. 3. Ручная трассировка цепей в P-CAD

После редактирования операция повторяется для сигнальной цепи. Выполняют операцию заливка пустых областей (рис. 4.).

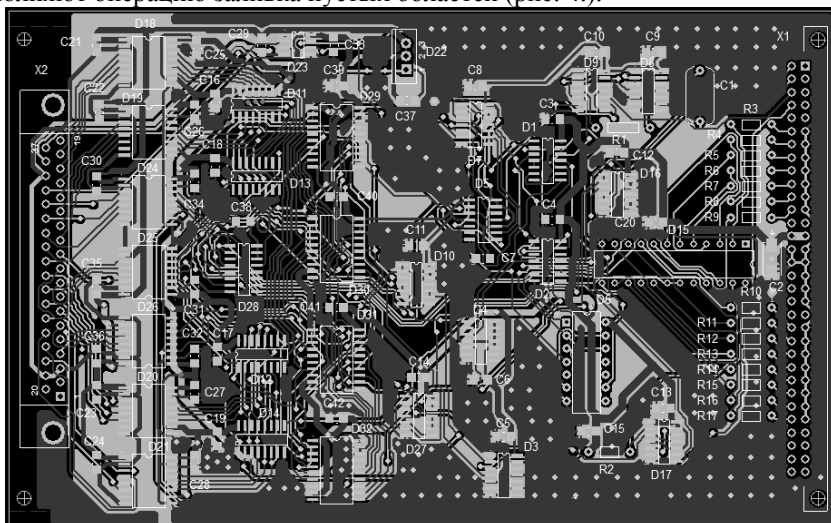


Рис. 4. Заливка пустых областей в P-CAD

В заключение плата покрывается защитной маской.

Список литературы

1. «Программы автотрассировки печатных плат» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://mylektsii.ru/9-46842.html>

Материал поступил в редколлегию 03.10.18.

УДК 004.92

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f5f25213.05076934

М.В. Шаронов, Д.В. Неснов
(г. Самара, Самарский государственный технический университет)

ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ЧАСОВ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МАЯТНИКОМ В КОМПАС-3D

Описан процесс реализации идеи часов с электромагнитным маятником и прототипирование с применением САПР КОМПАС-3D, а также последующей трехмерной графической визуализацией (англ. rendering) при помощи дополнительного программного инструмента Artisan Rendering.

This article describes the process of implementing a project using CAD КОМПАС-3D, as well as carrying out three-dimensional graphic visualization (English Rendering) with the help of an additional software tool Artisan Rendering.

Ключевые слова: моделирование, прототипирование, 3D, часы, САПР, КОМПАС.

Keywords: modelling, prototyping, 3D, clock, CAD, Magnetic Clock, КОМПАС

С момента появления первых систем автоматизированного проектирования (САПР) прошло уже более 40 лет. Они позволили совершить «переворот» в инженерной практике. Сегодня сложнейшие технологические решения выполняются с использованием данных программных средств, не используя традиционные, архаичные методы, которые, как правило, сложны и неудобны в применении, а в некоторых случаях и вовсе не позволяют достичь поставленного результата. Программный комплекс «КОМПАС-3D» дает возможность воплотить свои идеи не только инженеру, но и любому творческому человеку, относительно просто и профессионально спроектировать трехмерные модели деталей, а затем собрать их в полноценное изделие без необходимости создавать реальное (натуральное) для того, чтобы оценить его конечный вид и работоспособность для практических задач.

Изделие, представленное в «разнесенном» варианте сборки (рис.1), полностью было спроектировано в САПР КОМПАС-3D v17.1. В

совокупности проект состоит из 16 подборок, включает 135 деталей, из которых 26 - стандартные.

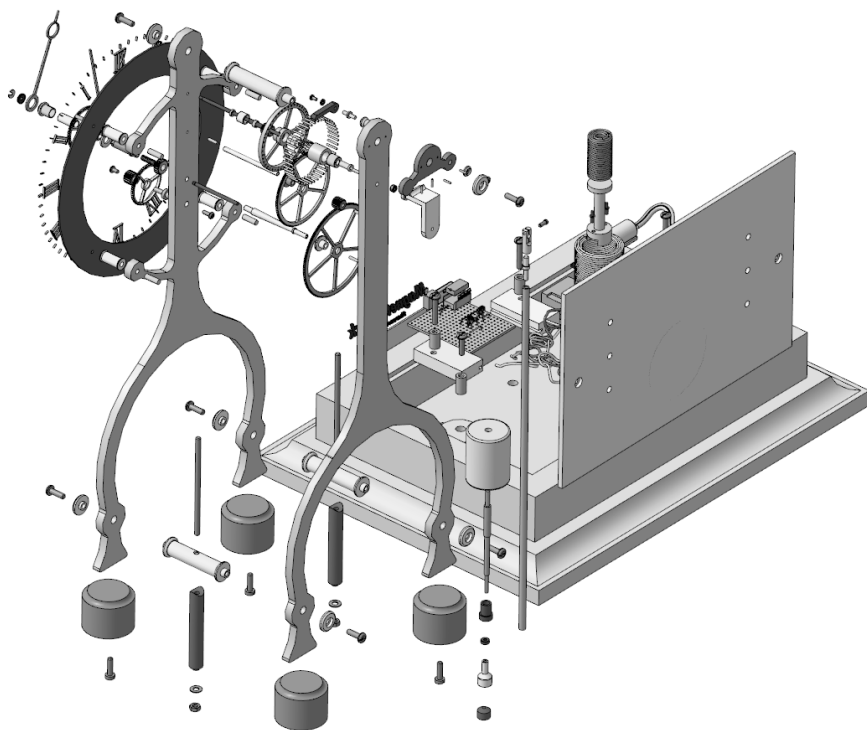


Рис. 1. Модель часов в «разнесенном» варианте сборки

Процесс проектирования начинается с создания деталей, при котором применялись свыше ста различных инструментов, включающих множество параметров, которые требовала та или иная задача. Наиболее частые из них: «Выдавливание», «Вырезание», «Операция вращения» для создания цилиндрических тел и другие. Преимущества САПР для инженера перед неспециализированным 3D ПО является, в первую очередь, обширная библиотека стандартных изделий, требующих точности ГОСТ (болты, шурупы, гайки, отверстия и пр.), которые, к тому же, значительно упрощают разработку. Одной из таких библиотек является «КОМПАС-GEARS», при помощи которой создавались зубчатые колеса приводных механизмов часов. Ступенчатый, полностью автоматизированный процесс создания зубчатого колеса, требующий лишь заполнения конструкторских полей, таких, как

«модуль», «ширина зубчатого венца» и других сопутствующих элементов представлен на рис. 2. После чего программа математически рассчитает корректность введенной информации и соответствие получаемого изделия с нормами, закрепленными в ГОСТ. При нарушении таковых, программа выдаст соответствующее уведомление, что является важнейшим преимуществом данного средства разработки и незаменимым инструментом инженера.

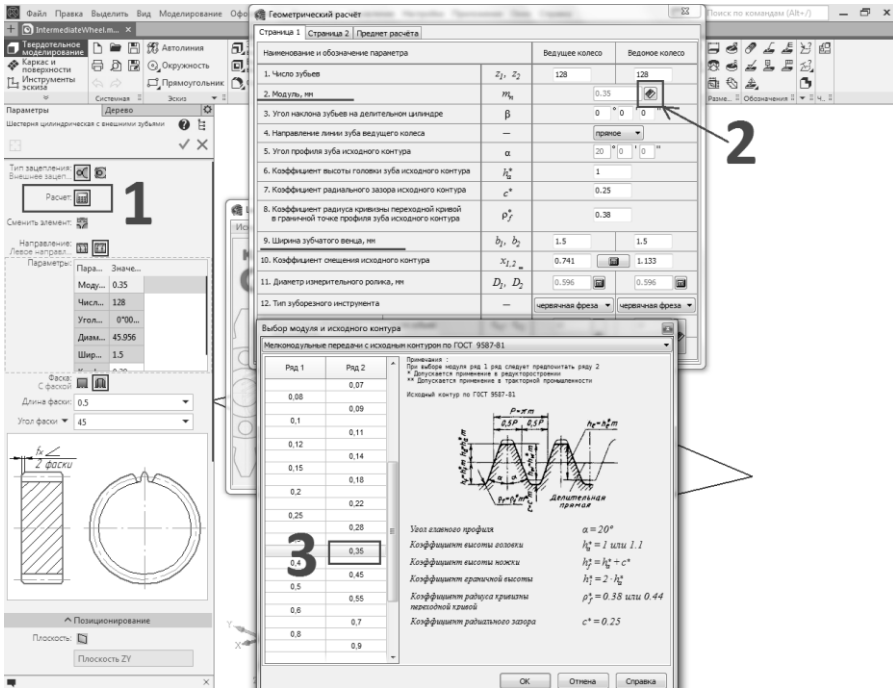


Рис. 2. Создание зубчатого колеса с применением библиотеки «КОМПАС GEARS»

Вторым этапом при проектировании изделия является создание подборок, при котором взаимосвязанные части виртуально собираются и «скрепляются», что позволяет протестировать работу механизма и выявить возможные проблемы. Этап подборки осуществляется с применением инструментария КОМПАС-3D, наиболее частыми операциями которого являлись: «Параллельно к», «Соосность», «На расстоянии», «Касание», «Совпадение объектов» и многие другие.

Конечный этап - создание единой (глобальной) сборки, в котором происходит объединение подборок в завершенное изделие.

После того, как изделие готово, его можно визуализировать в дополнительном ПО (надстройка к КОМПАС-3D) Artisan Rendering, в котором посредством текстурирования и настройки света можно добиться высокореалистичного изображения (рис. 3) трехмерного объекта, тем самым оценив, как данное изделие могло бы выглядеть без необходимости его непосредственного создания, а также ряда других целей. Фотореалистичное изображение основания часов (рис. 4) дает общее представление о будущем виде и расположении объектов.

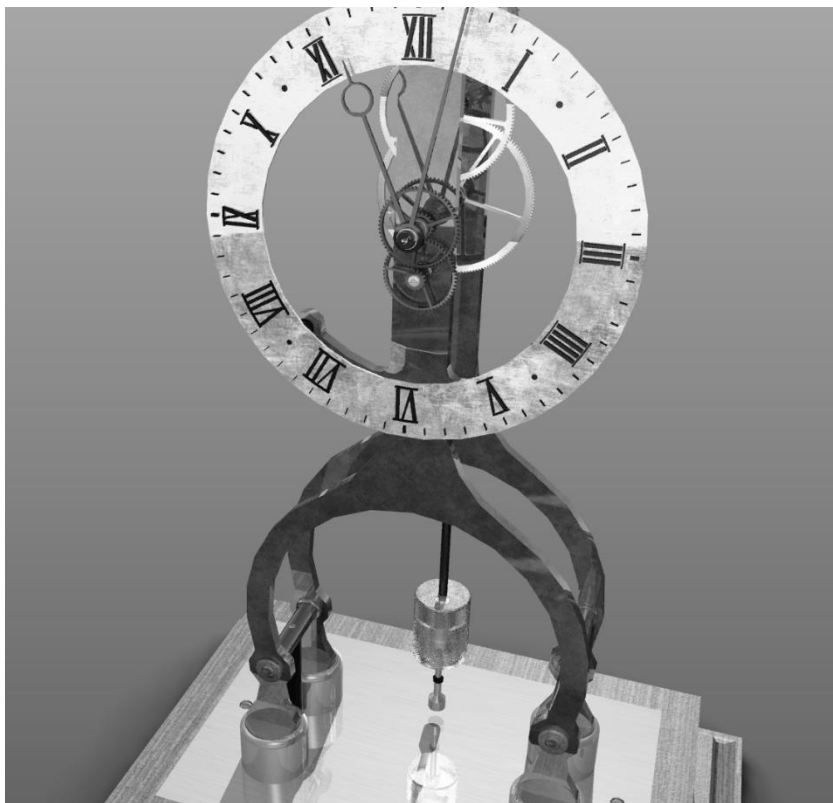


Рис. 3. Фотореалистичное изображение (rendering) часов с электромагнитным маятником

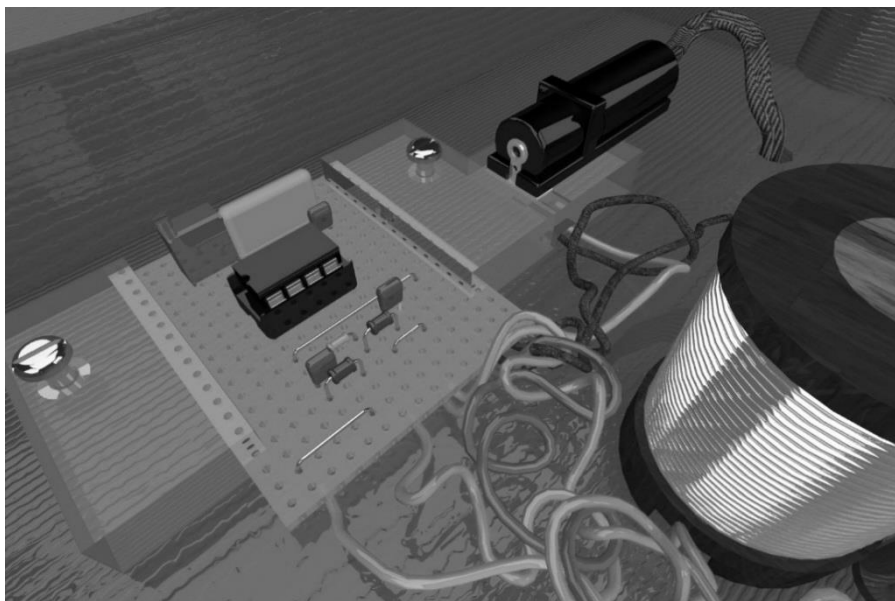
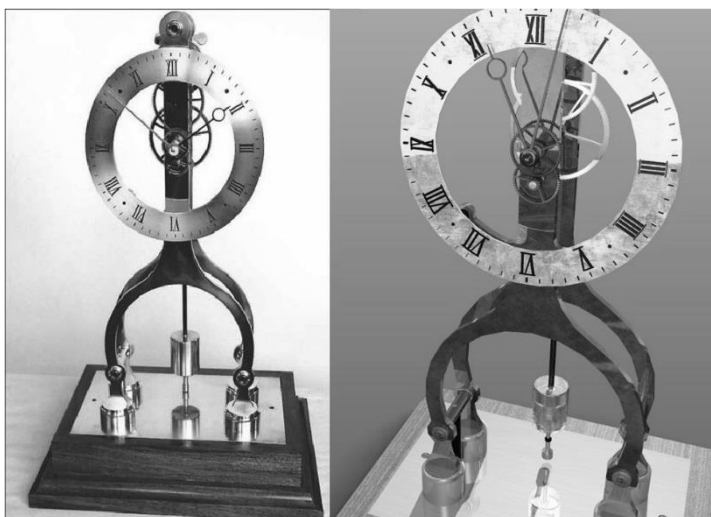


Рис. 4. Фотореалистичное изображение (rendering) основания с расположением микросхем, контроллера питания и катушки индуктивности

При разработке данных часов важнейшим компонентом было увидеть слаженную работу отдельных частей и работоспособность всего устройства. Для этих целей полученное в программе изделие можно анимировать (привести в движение), применяя встроенное в программный продукт КОМПАС-3D приложение «Механика: Анимация». С его помощью, добавляя ключевые точки (шаги), можно задать траекторию, скорость и характер движения отдельных элементов сцены.

После окончательного завершения проекта и отладки всех сопутствующих инженерной работе моментов, удостоверившись в надежности работы всех составных частей, изделие готово для репродукции (рис. 5).



а) реальные часы

б) трехмерная модель

Рис. 5. Часы с электромагнитным маятником, созданные после завершения программного проектирования (слева – реальные часы, справа – 3D-модель)

В результате были спроектированы работоспособные часы с электромагнитным маятником. Удалось убедиться в правильности работы всех составных частей и их размеров, а также их согласованности друг с другом. Этому способствовали также визуализация и анимация приводных механизмов.

Список литературы

1. Аскон. Азбука КОМПАС 3D V17. Москва, Россия: Аскон, 2018. – 478 с.
2. *Большаков В., Бочков А., Лячек Ю.* Твердотельное моделирование деталей в САД-системах. AutoCAD, КОМПАС-3D, SolidWorks, Inventor, Creo. , 2015. – Вып. Питер. – 480 с.
3. *Ефремов, Г.* Инженерная и компьютерная графика на базе графических систем. : Тонкие наукоемкие технологии (ТНТ) / Г. Ефремов, С. Ньюкалова. – 2014. – 256 с.
4. *Безручко, В.Т.* Компьютерный практикум по курсу «Информатика»: учебное пособие. – 3-е изд., перераб. и доп./ В.Т. Безручко. – М.: ИД «ФОРУМ»; ИНФРА-М, 2009. – 368 с.

Материал поступил в редколлегию 30.09.18.

УДК 519.71+ 621.317

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f6ddf2f3.93821958

А.Н. Школин, А.Ю. Дракин
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

РАЗРАБОТКА ПОДХОДОВ К АВТОПОСТРОЕНИЮ ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассматриваются вопросы, посвященные разработке алгоритмов и методики автопостроения поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения. Предложенное решение рассмотрено на примере класса интегральных микросхем линейных стабилизаторов напряжения.

The authors consider the issues related to the development of algorithms and methods of automatic construction of behavioral models of integrated circuits of voltage regulators. The proposed solution is considered on the example of a class of integrated circuits of linear voltage regulators.

Ключевые слова: преобразователь напряжения, поведенческое моделирование, мультидисциплинарная модель, VHDL-AMS.

Keywords: voltage converter, behavioral modeling, multidisciplinary model, VHDL-AMS.

На сегодняшний день моделирование электронных устройств является неотъемлемым этапом их разработки, так как позволяет значительно ускорить время разработки и снизить затраты посредством сокращения количества прототипов электронного изделия.

Существуют разные подходы к моделированию электронных устройств: использование метода конечных элементов при решении полевых задач, применение SPICE-моделей (в основном для моделирования на базе элементов с сосредоточенными параметрами), а также поведенческое моделирование.

Поведенческая модель воспроизводит требуемое поведение исходной анализируемой системы. При этом полагается существующим взаимно однозначное соответствие между поведением исходной физической системы и реализуемой модели [1]. Это, в свою очередь, означает, что такая модель однозначно предсказывает будущие состояния системы из данных о текущих и прошлых состояниях.

Поведенческая модель может быть реализована посредством нескольких вариантов высокоуровневых языков описания аппаратуры, таких как: VHDL (от англ. Very-High-Speed Hardware Description Language), Verilog, SystemC и др. Это, в свою очередь, дает значительное преимущество данным моделям в аспекте реализации алгоритмических возможностей поведения описываемого объекта.

Авторами использовалась версия языка VHDL-AMS [2], который позволяет описать смешанные поведенческие модели - AMS (от англ. Analog and Mixed Signal), а также сравнительно просто реализовать описание мультидисциплинарных моделей [3-7]. Таким образом, становится возможным выполнить взаимосвязанное электротепловое моделирование поведения микросхем регуляторов напряжения.

Задачей работы является проработка подходов к автопостроению поведенческих моделей на примере микросхем линейных преобразователей напряжения.

С позиции общего подхода для решения поставленной задачи можно выделить следующие этапы ее решения:

- определение входов, выходов и параметров модели;
- определение перечня возможных режимов работы;
- определение диапазонов физических воздействий для входов и выходов;
- подбор параметров модели;
- верификация модели по результатам натурного эксперимента.

На первом этапе реализации указанного подхода предлагается решение по автоматизации подбора параметров модели. На втором этапе – автоматизация процесса верификации модели. На заключительном этапе – автоматизация задачи структурной идентификации модели.

В рамках решения первой задачи авторами была выбрана микросхема MC79M05 фирмы On Semiconductor [8].

Вначале была определена структура поведенческой модели (рис.1). Для этого анализировалась SPICE-модель транзисторного уровня указанной микросхемы. По результатам анализа для идентификации параметров поведенческой модели были выбраны следующие параметры модели: выходное напряжение, минимальное падение напряжения, коэффициент сглаживания пульсаций (Power Supply Rejection Ratio, PSRR), частота среза PSRR, предельный выходной ток, температура корпуса, а также входы и выходы.

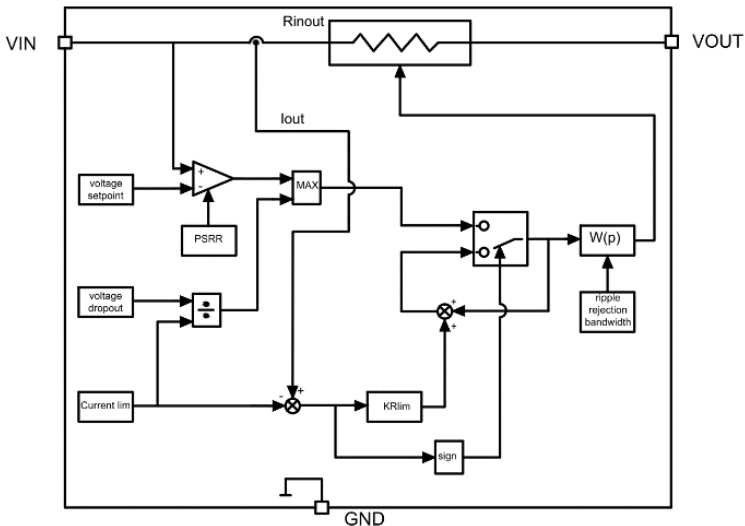


Рис. 1. Структурная схема поведенческой модели

В качестве исходных данных используется следующая информация:

- описание функционального назначения выводов микросхемы;
- перечень режимов работы преобразователя (выключенное состояние, рабочий режим стабилизации, режим экономичного токопотребления в выключенном состоянии и др.);
- диапазоны предельных электрических воздействий на выводы анализируемой микросхемы;
- диапазон предельных тепловых воздействий для конкретного типа корпуса микросхемы и внешних условий.

Ключевой начальной задачей является автоматическое определение режима работы микросхемы в зависимости от внешних воздействий. По результатам решения этой задачи происходит идентификация алгоритма и параметров, соответствующих режиму работы микросхемы.

В режиме выключенного состояния микросхемы определяются токи утечки по выводам микросхемы, которые обуславливаются величинами сопротивлений их имитирующих.

В рабочем режиме микросхемы преобразователя процесс идентификации происходит в соответствии со следующим алгоритмом.

1. Номинальное выходное напряжение стабилизации микросхемы в установке определяется путем подачи линейно нарастающего входного напряжения. При этом анализируются осциллограммы выходного напряжения с целью поиска участка с минимумом первой производной по времени.
2. Минимальное падение напряжения определяется как разница входного и выходного напряжения в начале участка, вычисленного

ранее при нахождении выходного напряжения на участке стабилизации.

3. Коэффициент подавления пульсаций (PSRR) и частота среза PSRR определяются посредством снятия частотной зависимости амплитуды пульсации на выходе микросхемы. Для этого с модуля источников-измерителей на вход микросхемы подается напряжение с фиксированной постоянной составляющей и наложенной на него пульсацией синусоидальной формы. Частота пульсаций меняется в диапазоне порядка 10Гц - 50кГц с шагом порядка 10 точек на декаду.
4. Выходной предельный ток определяется при подключении на выход микросхемы электронной нагрузки, реализованной с использованием модуля источника-измерителя.

Для определения перечисленных параметров использовался разработанный авторами автоматизированный измерительный комплекс (см. рис.2).

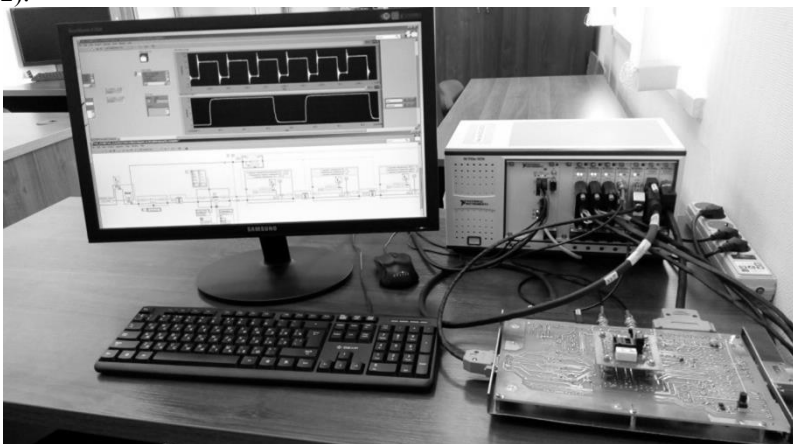


Рис. 2. Внешний вид автоматизированного измерительного комплекса

Результаты работы полученной модели в сравнении с эталонной моделью транзисторного уровня приведены на рис. 3 и 4.

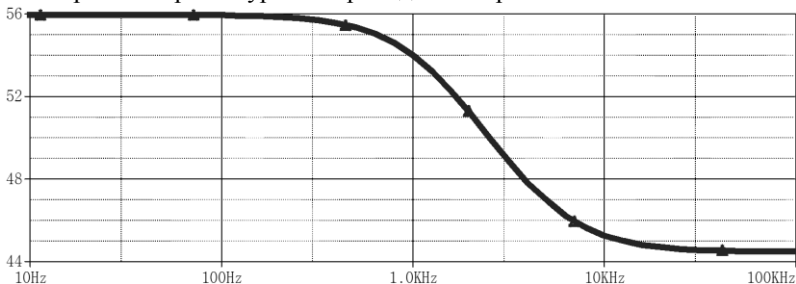


Рис. 3. ЛАЧХ коэффициента подавления пульсаций, полученная посредством SPICE-модели

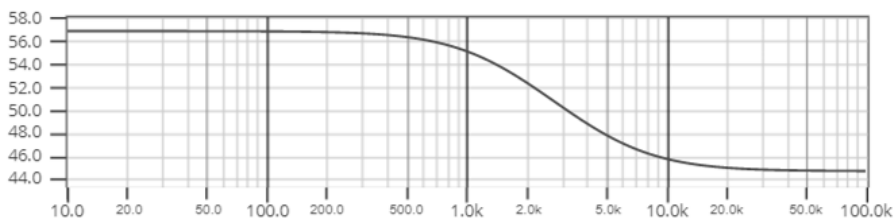


Рис. 4. ЛАЧХ коэффициента подавления пульсаций, полученная посредством поведенческой модели

Предложенный подход автопостроения поведенческих моделей микросхем линейных стабилизаторов напряжения позволяет автоматизировать процесс разработки поведенческих моделей, что в целом позволяет снизить затраты и время разработки электронных устройств.

Список литературы

1. *Willems J.W.* Introduction to Mathematical Systems Theory: A Behavioral Approach / J.W. Willems, J.C. Polderman. – New York: Springer, 1998 – 424 с.
2. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions: approved 18 March 1999 / ed. Computer Society. – New York, NY: Inst. of Electrical and Electronics Engineers, 1999. – 303 p.
3. *Ashenden P. J.* The system designer's guide to VHDL-AMS: analog, mixed-signal, and mixed-technology modeling / P. J. Ashenden, G. D. Peterson, D. A. Teegarden. – San Francisco : Morgan Kaufmann. – 2002. – 800 p.
4. Advances in design and specification languages for SoCs: selected contributions from FDL'04 / edit by P. Boulet. – Dordrecht, The Netherlands : Springer, 2005. – 305 p.
5. *Cooper S.* Introduction To The VHDL-AMD Modeling Language / S. Cooper, Mentor Graphics / Denver Chapter IEEE Power. Electron. Soc. URL: http://www.denverpels.org/Downloads/Denver_PELS_20071113_Cooper_VHDL-AMS.pdf (дата обращения: 05.07.2018).
6. *Karimi G. R.* Behavioral modeling and simulation of semiconductor devices and circuits using VHDL-AMS / G. R. Karimi, S. Mirzakuchaki // Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2008. – Vol. 4, № 4. – P. 165–175.
7. *Pecheux F.* Modeling and simulation of multidiscipline systems using bond graphs and VHDL-AMS / F. Pêcheux et al. // Proceedings of the International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM). – New Orleans, Louisiana. – 2005. – P. 149–155.
8. MC79M00 Series. 500 mA Negative Voltage Regulators. URL: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MC79M00-D.pdf> (дата обращения: 05.07.2018).

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 621.3

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f77cfd57.09332918

А. Ю. Юриков

(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ СТАБИЛИЗАЦИИ КРУТИЗНЫ ВХОДНОГО КАСКАДА RAIL-TO-RAIL КМОП ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ ВО ВСЕМ ДИАПАЗОНЕ ВХОДНОГО СИНФАЗНОГО СИГНАЛА

Выполнено моделирование и сравнительный анализ различных методов стабилизации крутизны входного каскада rail-to-rail КМОП операционного усилителя во всем диапазоне входного синфазного сигнала.

A simulation and comparative analysis of various methods of constant gm of the input cascade of the rail-to-rail CMOS operational amplifier over the entire input common-mode signal range has been performed.

Ключевые слова: операционный усилитель, rail-to-rail, стабилизация gm.

Keywords: operational amplifier, rail-to-rail, constant gm.

КМОП rail-to-rail операционные усилители являются неотъемлемой и самой важной частью как аналого-цифровых систем на кристалле (АЦП), так и прецизионных измерительных систем. Самый простой и эффективный способ достижения rail-to-rail характеристики по входу – использование параллельно включённой комплементарной пары МОПТ во входном дифференциальном каскаде. При таком включении общая крутизна входного каскада сильно зависит от величины входного синфазного сигнала, что в свою очередь влияет на некоторые характеристики. На рис. 1 видно, что в некотором диапазоне синфазных напряжений общая крутизна каскада увеличивается в 2 раза. От крутизны входного каскада зависят частота единичного усиления и КОСС ОУ [1].

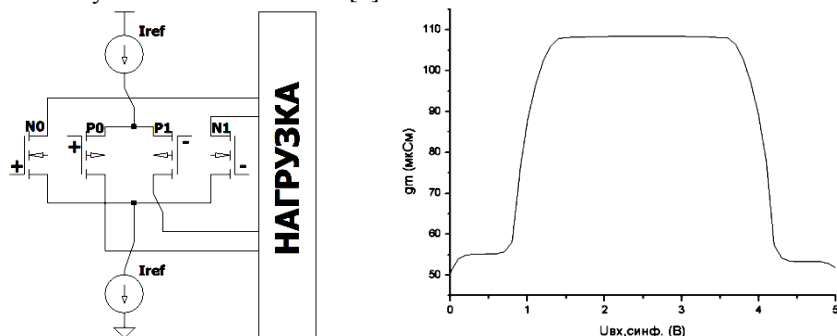


Рис. 1. Rail-to-rail входной диф. каскад (слева) и зависимость его суммарной крутизны от входного синфазного напряжения (справа)

Все методы стабилизации крутизны g_m в целом можно разделить на две большие категории:

- 1) выполнение условия постоянства суммы корней режимных токов;
- 2) смещение режима работы одной из диф. пар входного каскада.

Методы первой категории отличаются способом стабилизации тока (принципиальные схемы методов приведены на рис. 2):

- а) величина режимного тока входного каскада устанавливается в зависимости от режима работа диф. каскада [1, 2];
- б) диод зенера (интегральный стабилитрон) [3];
- в) использование дополнительной пары транзисторов с отрицательным g_m для компенсации [4];
- г) перекрестная схема с компенсирующим источником тока [5].

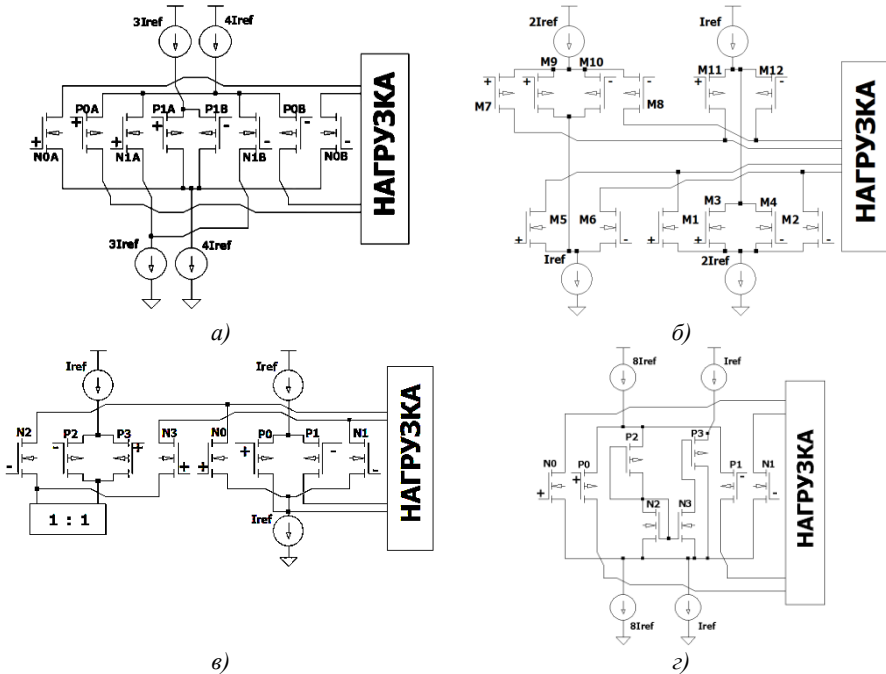


Рис. 2. Методы стабилизации g_m первой категории

Основная идея методов второй категории заключается в том, что путем смещения рабочего диапазона напряжений одной либо двух диф. пар происходит взаимная компенсация g_m диф. пар. В зависимости от требуемых характеристик устройства возможны как крайне простые варианты исполнения данного метода [6], так и более прецизионные (рис. 3) [7].

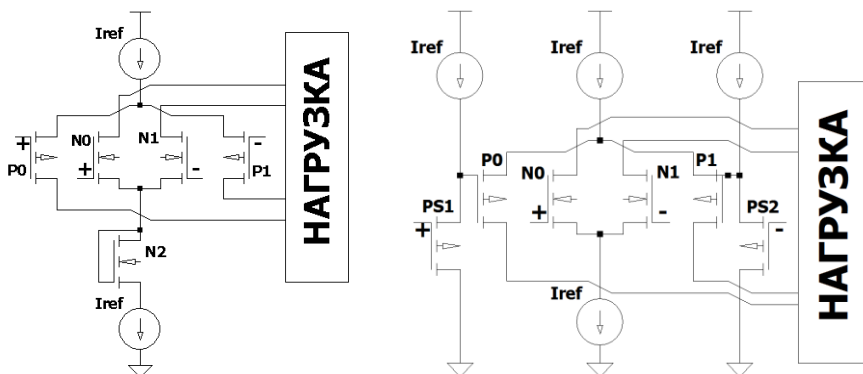


Рис. 3. Методы стабилизации g_m второй категории: смещение с помощью МОПТ в диодном включении (слева); смещение одного диф. каскада с помощью истокового повторителя (справа)

Все схемы в той или иной мере обеспечивают стабилизацию g_m . В табл.1 указаны отклонения g_m относительно среднего значения.

Таблица 1. Относительное изменение g_m во всем диапазоне изменения входного синфазного сигнала

Методы стабилизации g_m	[1]	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]
Δg_m моделирование, %	11	11	12	7	29	16	31

В зависимости от степени усложнения схемы (использование дополнительных источников тока) увеличилась рассеиваемая мощность схемы (табл.2).

Таблица 2. Относительное увеличение $P_{стат}$ по сравнению со схемой без стабилизации

Метод стабилизации g_m	[1]	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]
$+\Delta P_{стат}$, %	68	1	75	7	33	4	0

На рис. 4 представлены результаты моделирования КОСС. Для всех методов первой категории видны две характерные области резкого уменьшения КОСС. Для метода [6] наблюдается только один подобный участок. Метод [7] имеет наихудший вид характеристики.

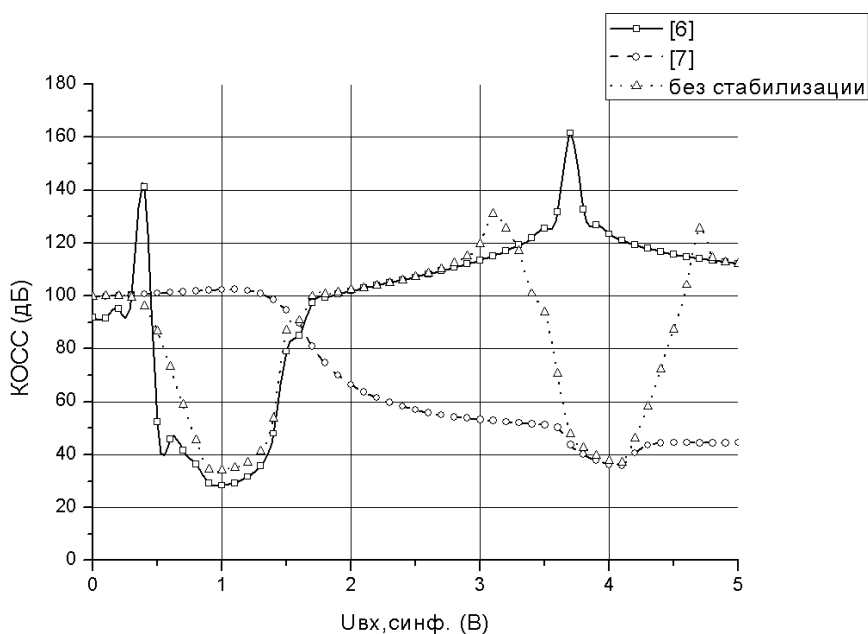
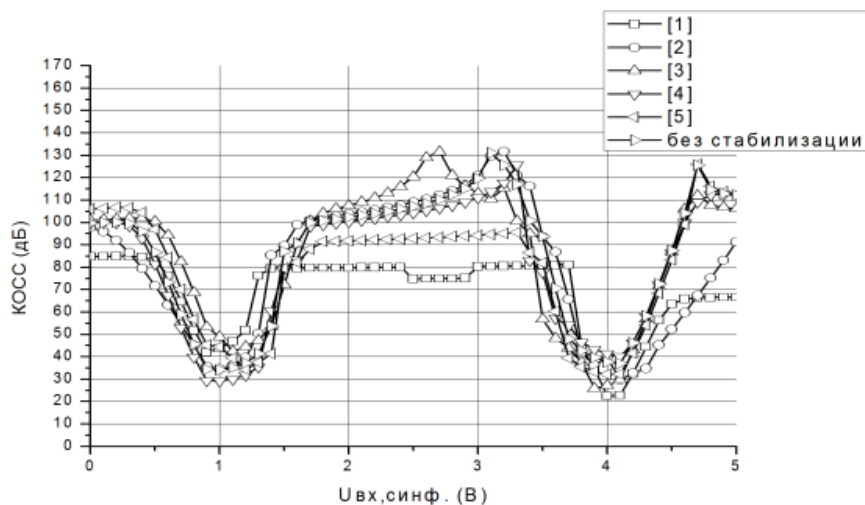


Рис. 4. Зависимость КОСС от входного синфазного сигнала для различных методов стабилизации крутизны

Характеристика единичной частоты усиления (рис. 5) имеет разный вид для всех методов.

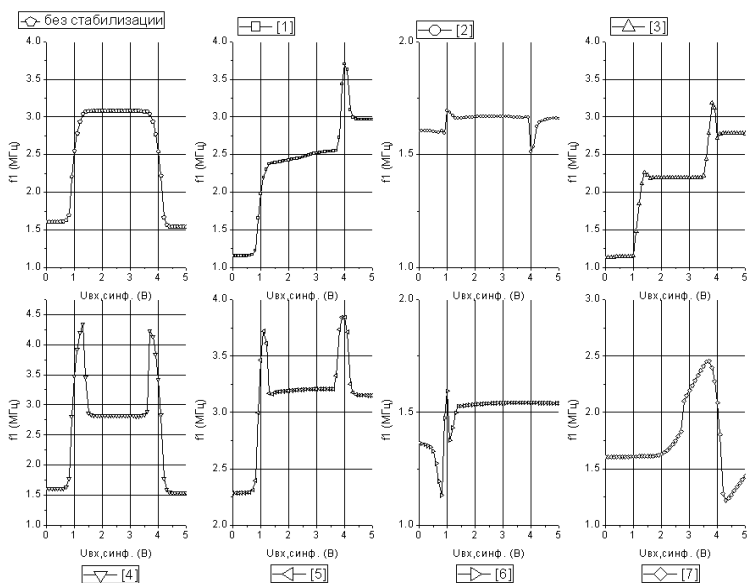


Рис. 5. Зависимость частоты единичного усиления от входного синфазного сигнала для различных методов стабилизации крутизны

Наилучшие результаты показывают методы [2] и [6].

Список литературы

1. Baker R. J. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation. Third Edition – New York: Wiley-IEEE Press. – 2010. – 1208 с.
2. Knee D. I., Moore C. E. General-Purpose 3V CMOS Operational Amplifier with a New Constant-Transconductance Input Stage // Hewlett-Packard Journal – 1997. – №8. – С. 1-9.
3. Hogervorst R., Tero J. P., Huijsing J. H. Compact CMOS Constant-gm Rail-to-Rail Input Stage with gm-Control by Electronic Zener Diode // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31. – 1996. – №7. – С. 1035-1040.
4. Prodanov V. I., Green M. M. New CMOS Universal Constant-gm Input Stage // IEEE ICECS, 7-10 сент. 1998.
5. Redman-White W. A High Bandwidth Constant gm and Slew-Rate Rail-to-Rail CMOS Input Circuit and its Application to Analog Cells for Low Voltage VLSI Systems // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32. – 1997. – №5. – С. 701-712.
6. Lee B., Higman T. Extremely Simple Constant-gm Technique for Low Voltage Rail-to-Rail Amplifier Input Stage // IEEE ICECS, 11-14 дек. 2011.
7. Wang M., Mayhugh T. L. Constant-gm Rail-to-Rail CMOS Op-Amp Input Stage with Overlapped Transition Regions // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34. – 1999. – №2. – С. 148-156.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 621.314

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f7ea0a43.21214398

М.Л. Юхман, А.А. Малаханов
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

КОРРЕКТОР КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ПРИНЦИПОМ УПРАВЛЕНИЯ «МЕТОД КОНТРОЛЯ ЗА ОДИН ЦИКЛ»

Представлена модель импульсного высокочастотного корректора коэффициента мощности с принципом управления «Метод контроля за один цикл» («ОСС»), построенного на интегральной схеме IR1150.

A model of a pulsed high-frequency power factor corrector with the “One Cycle Control” (“ОСС”) control principle, built on an IR1150 integrated circuit, is presented.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, метод контроля за один цикл, моделирование, САПР, OrCAD, коэффициент мощности.

Keywords: power factor corrector, one cycle control, modeling, CAD, OrCAD, power factor.

Импульсные повышающие преобразователи – преобразователи постоянного напряжения, позволяющие повысить напряжение на выходе относительно входа в несколько раз, однако их применяют и не только по основному предназначению, на данных преобразователях довольно успешно строятся корректоры коэффициента мощности (ККМ). Принцип работы ККМ – формирование потребляемого тока, то есть выравнивание его по фазе с напряжением и коррекция формы. Управление корректорами осуществляется замкнутой системой автоматического управления (САУ)[1].

Для реализации современного метода управления ККМ ОСС используется патентованный интегратор с целью сброса (рис.1). Сигнал с усилителя ошибки поступает на интегратор со сбросом по каждому тактовому циклу, для того чтобы генерировать пилообразные импульсы с переменным углом наклона. Этот изменяемый пилообразный сигнал, сравненный с сигналом ошибки за вычетом сигнала с датчика тока, позволяет реализовать широтно-импульсное управление затвором силового транзистора. Метод контроля ОСС предполагает, что он может быть применен как к системам, у которых номинальная мощность составляет от 75 Вт, так и к тем системам, у которых она превышает 4 кВт. Тем самым предоставляется пользователям доступ к единому и эффективному решению применения ККМ в широком диапазоне изменения значения нагрузки.

Патентованный метод контроля за один цикл, вследствие его простоты реализации, был помещен на одном кристалле IR1150. ИС радикально

изменяет традиционные решения ККМ и позволяет получить преимущества как схем, работающих в режиме непрерывных токов (ССМ) для получения высоких характеристик, так и схем, работающих в режиме разрывных токов (DCM) для получения простых и дешевых ККМ [2].

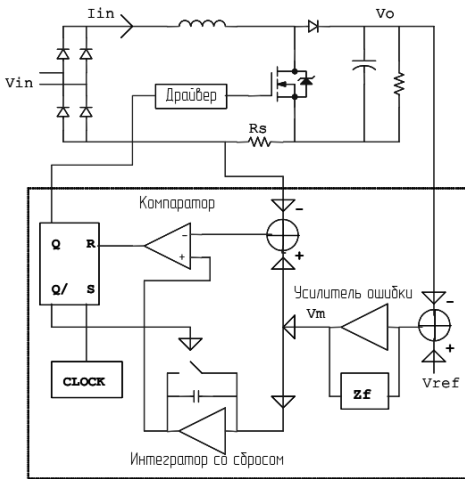


Рис.1. Схема замещения ККМ с OCC

до 300 Вт, при маломощной системе, как правило, применяется режим разрывных токов DCM (Discontinuous Current Mode). Общий подход к работе в этом режиме ККМ заключается в использовании управления импульсным источником питания, при котором ток индуктивности падает до нуля в течение каждого импульса.

Преимущество использования решений на основе DCM в том, что они просты и рентабельны на небольших значениях мощности. Тем не менее, по мере увеличения мощности необходимо использование все больших фильтров электромагнитных помех, при этом КПД падает, вдобавок требуется все большее число полевых транзисторов и теплоотводов. По этим причинам для более высоких мощностей применяют режим непрерывного тока ССМ (Continuous Current Mode). Применение такого режима дает увеличение плотности рассеиваемой мощности, но обычно ведет к увеличению числа элементов, что усложняет саму топологию схемы, увеличивает размеры и цену системы в целом. Схема моделирования представлена на рис.2.

В системе управления происходят следующие процессы: генератор тактовых импульсов сбрасывает триггер, тем самым сбрасывая и интегратор, скорость нарастания которого зависит от напряжения рассогласования. Выходное напряжение интегратора сравнивается на компараторе с разницей

В связи с тем, что производитель International Rectifier не выпускал pspice-модели микросхемы IR1150 и её составление является достаточно трудоёмким процессом, выполним моделирование силовой рассчитанной схемы, отобразив лишь принцип работы системы управления по методу One Cycle Control[3].

Ранее разработчики, проектирующие схемы ККМ, стояли перед выбором использования необходимого режима работы устройства. Если мощность нагрузки была

напряжения рассогласования и напряжением датчика тока, тем самым устанавливая RS-триггер, который открывает транзистор повышающего преобразователя, и цикл продолжается по кругу [3].

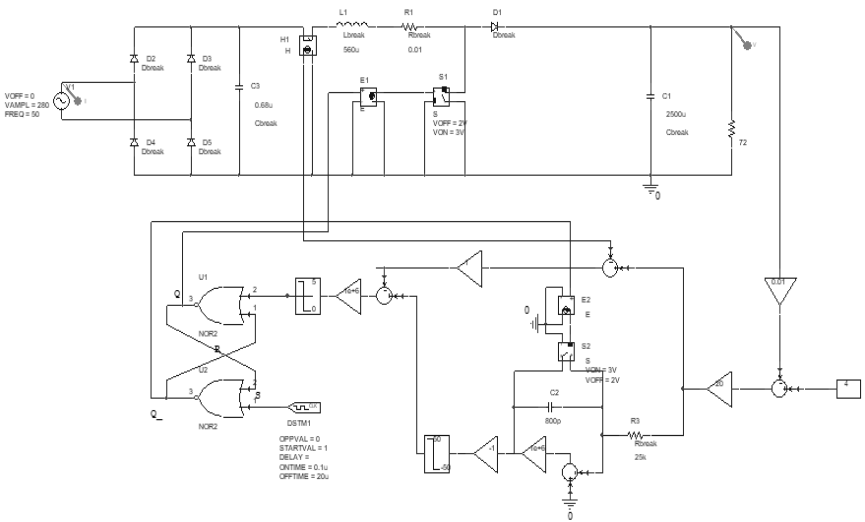


Рис.2. Схема моделирования ККМ с ОСС

Диаграммы входного напряжения и тока и выходного напряжения представлены на рис.3.

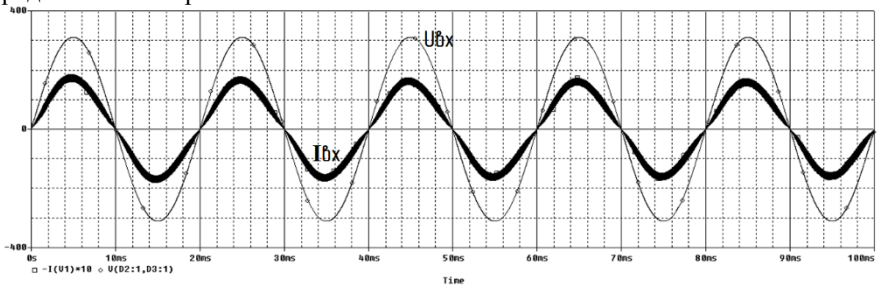


Рис.3. Диаграммы входного напряжения и тока

Как видно из диаграмм, напряжение и ток по фазе совпадают. Несмотря на то, что нагрузкой ККМ является и емкостной фильтр, ток на входе имеет синусоидальный характер, однако обладает некоторыми пульсациями (рис. 4). При этом ККМ не требует сложного фильтра входного тока, так как ток является непрерывным [3]. Для оценки энергоэффективности ККМ построим графики входной и выходной мощности (рис. 5).

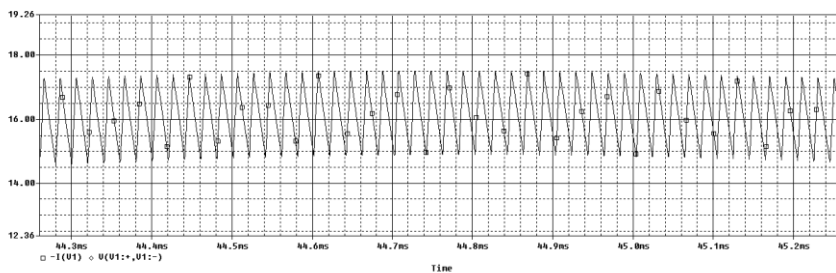


Рис.4. Масштабированный график тока

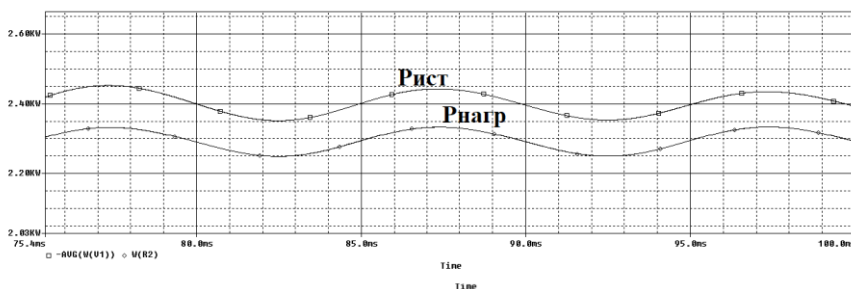


Рис.5. Результаты моделирования входной и выходной мощности

КПД корректора для мощности 2,4 кВт исходя из результатов моделирования:

$$\eta = \frac{P_{ИСТ}}{P_{НАГР}} = \frac{2,44 \text{ кВт}}{2,33 \text{ кВт}} = 0,95.$$

На российском рынке появляются новые контроллеры ККМ, позволяющие создавать надежные и дешевые источники питания с высоким коэффициентом мощности. Существуют микросхемы, объединяющие в одном корпусе корректор и ШИМ-контроллер для получения законченного источника питания, а также микросхемы, управляющие силовыми транзисторами корректора и обеспечивающие их "мягкое" переключение, что позволяет увеличить частоту преобразования до сотен килогерц.

Список литературы

1. Чаплыгин, Е.Е. Однофазные корректоры коэффициента мощности и их модели: учебное пособие / Е.Е. Чаплыгин – М.: Изд-во МЭИ, 2006. – 35 с.
2. Infineon: URL: <https://www.infineon.com/dgdl/ir1150.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c41aa21642> (дата обращения 16.10.2018)
3. Brown, R & Soldano, Marco. (2005). One cycle control IC simplifies PFC designs. 2. 825 - 829 Vol. 2. 10.1109 / APEC.2005.1453075.

Материал поступил в редколлегию 17.10.18.

СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ»

УДК 681.121

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f8eb26c1.25068955

Ю.Р. Абзалилова, В.П. Токарев

(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

ВИБРОЗАЩИЩЕННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА РАСХОДА ТОПЛИВА ДЛЯ ГТД

Рассмотрена виброзащищенная измерительная система измерения расхода топлива ГТД, а также параметры, влияющие на точность результата.

This article describes the vibration-proof measuring system for measuring fuel consumption GTE, as well as parameters that affect the accuracy of the result.

Ключевые слова: расходомер, газотурбинный двигатель, массовый и объемный расход топлива.

Keywords: flowmeter, gas turbine engine, the mass and volumetric fuel consumption.

Счетчики и расходомеры жидкости находят широкое применение в различных отраслях промышленности и транспорта. На самолетах расходомеры применяются для измерения расхода топлива, который характеризует важнейшие параметры силовой установки.

В настоящее время к расходомерам и счетчикам предъявляются различные требования, удовлетворить которые сложно, особенно в авиации.

В связи с этим, возрастает необходимость в изучении методов усовершенствования и упрощения уже известных устройств и их применение.

Существует большое разнообразие известных расходомеров и счетчиков количества жидкости, принцип работы которых основан на самых различных физических явлениях.

В авиации обычно применяются тахометрические расходомеры, но их использование ограничено зависимостью погрешности от температуры и вязкости топлива.

Ультразвуковые расходомеры лишены определенных недостатков тахометрических расходомеров [1]. Применение съемных датчиков позволяет их быстро менять в случае необходимости без разборки трубопровода. Отсутствие механических частей приводит к повышению надежности, отсутствию контакта с измеряемой жидкостью. Данный тип расходомеров лишен недостатков турбинного, обладает более высокой точностью, отсутствием контакта с измеряемой средой, что позволяет применять его для агрессивных сред.

Недостаток – невозможность работать в условиях большой вибрации, что ограничивает применение УЗР в авиации без специальных мер.

Измерительная система расхода топлива спроектирована с использованием ультразвукового расходомера, структурная схема которого изображена на рис. 1.

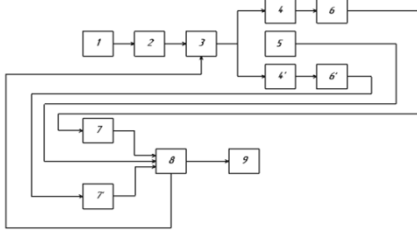


Рис. 1. Структурная схема ультразвуковой системы измерения расхода топлива

Генератором синусоидальных колебаний (1) вырабатываются синусоидальные сигналы, которые усиливаются усилителем (2) и поступают на ключ (3), после чего поочередно они передаются на один из двух пьезопреобразователей (4 и 4'), которые являются обратимыми (преобразуют сигнал из

электрического в акустический, и наоборот). После этого сигнал усиливается в усилителе (6 и 6'), преобразуется в компараторе (7 и 7') в прямоугольные импульсы. В микроконтроллере (8) происходит счет времени прохождения импульсов по потоку и против потока, а на дисплее (9) отражается значение расхода. Датчик температуры (5) позволяет отследить температуру топлива в трубопроводе. Это необходимо для оценки массового расхода топлива, так как с изменением, его плотность меняется [2]. Таким образом, с увеличением температуры поправочный коэффициент топлива будет меняться.

На точность результата измерения влияют такие параметры, как изменение размеров трубопровода, погрешность измеренной скорости ультразвука, погрешность угла установки пьезопреобразователей, акустические колебания и вибрации, передаваемые от двигателя, электрические помехи, возникающие в схеме ультразвукового расходомера.

Так как погрешности, связанные с изменением геометрии трубопровода и установкой пьезоэлементов, незначительны, ими можно пренебречь.

Влиянием механических вибраций, создаваемых двигателем и электрическими колебаниями в цепи, пренебрегать нельзя.

Для уменьшения воздействия вибраций необходимо использовать демпферные и вязкоупругие средства защиты. Одним из таких является виброкомпенсатор, принцип действия которого основан на гашении колебаний до 500 Гц. Для борьбы с помехами необходимо использовать полосовой фильтр определенного частотного диапазона.

Список литературы

1. *Кремлевский, П.П.* Расходомеры и счетчики количества: справочник./ П.П. Кремлевский. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1989. – 701с.

2. *Топлива для воздушно – реактивных двигателей / Н.Ф. Дубовкин, Л.С. Яновский, А.А. Харин – М.: МАТИ, 2001. – 443с.*

Материал поступил в редколлегию 10.10.18.

УДК 681.5.08; 658.562.47

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5f9e3dd37.17520401

П.А. Акулов, Д.И. Петрешин
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ СОЧЛЕНЕНИЯ И РАСЧЛЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗЪЕМОВ

Приведено описание автоматизированной системы, позволяющей проводить контроль и измерение силы сочленения и расчленения электрических соединителей с требуемыми режимами испытания. Описана структура измерительной системы.

A description is given of an automated system that allows controlling and measuring the force of joint and disjoining of electrical connectors with the required test modes. The structure of the measuring system is described.

Ключевые слова: электрический соединитель, сила сочленения, сила расчленения, автоматизированная система, методы контроля.

Keywords: electrical connectors, force of joint, force of disjoint, automated system, control methods.

В настоящее время все выпускаемые электрические разъемы (соединители) в процессе производства проходят ряд испытаний, в том числе измерение и контроль силы сочленения и расчленения. На данном этапе применяются установки и оборудование, которое не способно с гарантированной точностью обеспечить все требуемые параметры испытания: скорость и расстояние перемещения разъема, ускорение и т.д. [1].

Разработанная автоматизированная система (АС) [2] предназначена для измерения силы сочленения и расчленения электрических разъемов с требуемыми параметрами и режимами измерения, а также протоколирования и визуализации результатов испытаний. Данная система конструктивно состоит из двух блоков: механического и электронного.

Механический блок АС состоит из базовой механической части и сменной оснастки для конкретного типа испытуемых разъемов [3]. Базовая часть состоит из двух базовых плит, одна из которых (подвижная) приводится в движение при помощи шарико-винтовой передачи от привода на шаговом двигателе, а вторая (неподвижная) связана с датчиком силы, сигнал которого используется для измерения силы сочленения и расчленения испытуемых электрических разъемов.

На каждой базовой плите (подвижной и неподвижной) установлено специализированное посадочное место – обойма, соответствующее типу испытываемого разъема [3].

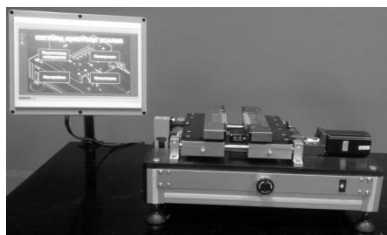


Рис.1. Внешний вид разработанной АС

Внешний вид разработанной АС представлен на рис. 1.

Электронный блок включает модуль измерения, модуль управления и индикации и модуль управления перемещением.

Сила, создаваемая при сочленении и расчленении испытываемых электрических разъемов, регистрируется при помощи тензометрического датчика силы. Сигнал от тензодатчика оцифровывается при помощи

модуля измерения, в состав которого входит специализированный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и микропроцессор. В зависимости от текущего режима работы и полученных данных по командам от модуля измерения осуществляется протоколирование результатов испытания, изменение направления и скорости перемещения подвижной плиты[3].

Модуль управления и индикации выполнен на основе панельного сенсорного контроллера СПК110 [4]. Взаимодействие между модулем управления и модулем измерения осуществляется по USB-шине, а между модулем управления и модулем перемещения – по протоколу MODBUS-RTU шины RS-485. Доступ к параметрам проведения измерений силы сочленения и расчленения испытываемых электрических соединителей осуществляется с помощью сенсорной панели.

Управление перемещением подвижной базовой плиты осуществляется модулем управления перемещения, который представляет собой контроллер шагового двигателя [5], по командам, поступающим от модуля управления и измерения. Ввод, редактирование параметров перемещения и измерения силы сочленения и расчленения, индикация текущих значений параметров и режимов проведения измерения осуществляются с помощью сенсорной панели.

Разработанная АС работает следующим образом: испытываемые разъёмы (вилку и розетку) помещают в специализированную оснастку – обойму. Затем одна обойма, расположенная на подвижной базовой плите, приводится в движение по командам от модуля управления и индикации, а вторая часть, расположенная на неподвижной базовой плите, передаёт силу, создаваемую при сочленении и расчленении вилки и розетки, на тензометрический датчик [3]. После этого установка проверяет функционирование отдельных узлов и модулей. Контроль датчика силы основан на том, что деформация датчика прямо связана с силой, фиксируемой датчиком. При этом установка рассчитывает число шагов, необходимых для фиксации силы величиной 2/3 от максимальной величины и осуществляет пошаговое перемещение в направлении смыкания базовых плит с одновременным контролем силы,

развиваемой подвижной базовой плитой. При запуске процедуры поиска «нулевой точки» установка осуществляет пошаговое перемещение подвижной базовой плиты в направлении смыкания базовых плит с контролем силы, фиксируемой датчиком силы на каждом шаге. Для фиксации начального положения подвижной плиты в конструкции АС предусмотрен механический прецизионный датчик положения. После определения положения подвижной и неподвижной плиты пользователю необходимо установить испытуемый электрический соединитель в соответствующие посадочные места, проконтролировать правильность установки параметров измерения и запустить процесс нажатием на соответствующее сенсорное поле (кнопку). После запуска процесса подвижная базовая плита перемещается из исходного положения в зону проведения измерений с параметрами перемещения, заданными пользователем в опциях группы параметров с одновременным контролем силы, фиксируемой датчиком силы.

При успешном завершении процесса измерений на экране сенсорной панели отображается всплывающее окно с результатами измерений, как это представлено на рис. 2. При этом отображаются средние значения силы сочленения и расчленения, максимальные значения силы сочленения и расчленения, зафиксированные во время проведения измерений.



Рис.2. Внешний вид окна отображения результатов измерения

Таким образом, разработанная АС позволяет в автоматическом режиме проводить измерение сил сочленения и расчленения электрических разъемов с требуемыми режимами испытаний, что способствует повышению точности и производительности процесса измерения, а также исключает воздействие человеческого фактора. Данная система способна работать в нескольких режимах, обеспечивает контроль и самодиагностику с возможностью настройки параметров перемещения и выдачу информации о результатах проведенного испытания.

Список литературы

1. *ГОСТ 23784 «Соединители низкочастотные низковольтные и комбинированные».* Технические условия – М.: ИПК Издательство стандартов, 1998. – 24 с.
2. *Патент РФ № 20171300135, 25.09.2017.* Установка для измерения усилия сочленения и расчленения соединителей// Патент России № 177529. 2017/ Сырых А.Д., Акулов П.А.
3. *Акулов, П.А.* Автоматизация испытаний электрических соединителей / П.А. Акулов, Д.И. Петрешин, А.Д. Сырых// Автоматизация и измерения в машиностроении. – 2018. - № 3 (2018). – С. 100-106.

4. СПК1хх. Панель оператора программируемая (панельный контроллер). Руководство по эксплуатации / ОВЕН. - URL: http://www.owen.ru/uploads/re_spc1xx_1760.pdf (дата обращения: 20.09.2018).

5. Контроллер шагового двигателя OSM -17RA/OSM -42RA. Прошивка OSM MB. Полное описание и руководство по эксплуатации. Версия 25-0413 / ООО «Онитекс». - СПб., 2013. - URL: http://onitex.ru/files/Documentation/OSM/datasheet_OSM17RA_OSM42RA.pdf (дата обращения: 20.09.2018).

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 621.373

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5fab8cd89.82994314

А.В. Балашов, И.А. Борздыко
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

ГЕНЕРАТОР СИГНАЛА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ МЕТОДОМ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА

Приведён вариант реализации генератора сигнала высокой частоты методом прямого цифрового синтеза (DDS) на базе электронной платы Arduino UNO.

An implementation of a high-frequency signal generator using direct digital synthesis (DDS) based on an Arduino UNO electronic board is shown.

Ключевые слова: генератор сигнала высокой частоты, DDS, прямой цифровой синтез, Arduino.

Keywords: high frequency signal generator, DDS, direct digital synthesis, Arduino.

В радиотехнике и электронике генератор используется для получения сигнала с заданными параметрами статических и энергетических показателей, а также применяется для преобразования сигналов различной природы и измерения их качественных характеристик. Стандартный генератор сигнала состоит из двух основных частей – источника и формирователя. Источник производит сигнал, а формирователь изменяет его, с целью получения заданных параметров: усиливает, ослабляет, меняет частоту.

В измерительной технике применяются несколько основных типов генераторов:

- RC-генераторы – для генерации сверхнизких и низких частот (до 10кГц).

- LC-генераторы – для генерации высоких частот (от 10кГц до 100 МГц и выше).

- Генераторы с пьезокристаллическими, кварцевыми и электромеханическими резонаторами.
- Генераторы, формирующие синусоидальные сигналы из треугольных сигналов путем их плавного ограничения.
- Генераторы, реализующие цифровые методы синтеза синусоидальных сигналов (синтез сигнала на основе деления/умножения частоты и прямой цифровой синтез сигналов).

Для построения генератора было решено использовать электронную плату Arduino Uno и модуль DDS. Структурная схема предложенного генератора приведена на рис. 1.

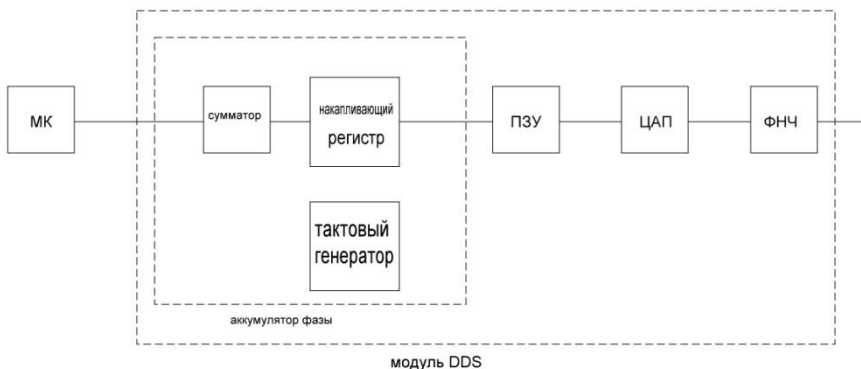


Рис. 1. Структурная схема генератора сигнала высокой частоты методом прямого цифрового синтеза

К преимуществам предлагаемой схемы генератора можно отнести простоту реализации и настройки по сравнению с [1] и [2]. В отличие от [1] используется более продвинутое электронное устройство Arduino Uno, открывающее широкий простор для различных улучшений.

Из минусов стоит отметить то, что в предлагаемом генераторе используется модуль DDS AD9850, позволяющий генерировать сигналы с частотой до 62,5 МГц (половина тактовой частоты), тогда как модуль AD9851 из [2] позволяет генерировать сигналы с частотой до 90 МГц, а также имеет дополнительную схему умножения на 6 с минимальными фазовыми шумами.

Контроллер Arduino Uno построен на ATmega328. Платформа имеет 14 цифровых вход/выходов (6 из которых могут использоваться как выходы ШИМ), 6 аналоговых входов, кварцевый генератор 16 МГц, разъем USB, силовой разъем, разъем ICSP и кнопку перезагрузки. Для работы необходимо подключить платформу к компьютеру посредством кабеля USB либо подать питание при помощи адаптера AC/DC или батареи.

AD9850 использует технологию прямого цифрового синтеза для генерации частоты с программным управлением. Цифровой синусоидальный сигнал преобразуется в аналоговую форму с помощью внутреннего 10-битного цифро-аналогового преобразователя.

Рассмотрим структуру модуля DDS, приведенную на рис. 2. Основной микросхемы является аккумулятор фазы, который формирует код мгновенной фазы выходного сигнала. Код мгновенной фазы преобразуется в цифровое значение синусоидального сигнала, который с помощью ЦАП преобразуется в аналоговую форму и подвергается фильтрации. Компаратор позволяет получить сигнал прямоугольной формы.



Рис. 2. Структурная схема AD9850

На рис. 3 изображена принципиальная схема предлагаемого генератора.

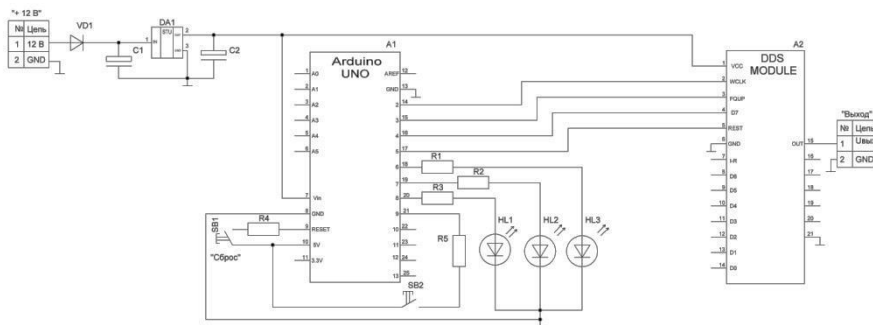


Рис. 3. Принципиальная схема генератора сигнала высокой частоты

Обозначения на рис. 3 соответствуют: A1 – контроллер Arduino Uno, используется для управления DDS синтезатором; A2 – синтезатор DDS,

используется генерации необходимого сигнала ВЧ; C1, C2 – электролитические конденсаторы, используются по стандартной схеме включения стабилизатора напряжения KP142EH5A ; DA1 – стабилизатор напряжения KP142EH5A с выходным напряжением 5 В; HL1-HL3 – светодиоды, используются для индикации выбранной частоты; R1-R3 – резисторы, используемые для подключения к контроллеру Arduino светодиодов, указывающих на то, какая частота генерируется синтезатором; R4, R5 – резисторы, используемые для подключения кнопок к контроллеру; SB1 - кнопка сброса; SB2 – кнопка переключения генерируемых частот; VD1 – диод.

Подключив готовое устройство к источнику питания и установив на контроллер Arduino «прошивку», мы получаем возможность переключать частоты с помощью кнопки SB2. На данном этапе устройство настроено на генерацию трёх частот – 500кГц, 1.5 МГц, 3 МГц. Так же, при нажатии кнопки выбора частот загорается один из светодиодов, в зависимости от выбранной частоты. Выбор частоты означает, что контроллер отправляет на вход D7 модуля DDS, в соответствии с [3], данные в виде слова длиной 40 бит. Каждый бит данных сопровождается импульсом положительной полярности на входе синхронизации WCLK. После загрузки управляющего слова по импульсу положительной полярности на входе FQUD происходит изменение параметров генерации на новые.

Из рассмотренного видно, что предлагаемый генератор сигнала высокой частоты обладает исключительной простотой реализации и широкими возможностями для улучшений. К примеру, для более точного отображения частоты генерируемого сигнала можно добавить в схему жидкокристаллический дисплей, при этом внося минимальные изменения в конструкцию генератора. Помимо этого, электронная плата Arduino позволяет изменять значения генерируемых модулем DDS частот всего лишь путем изменения несколько их параметров в «прошивке».

Список литературы

1. Радиоэлектроника, даташиты, схемы: URL: http://www.radioradar.net/radiofan/miscellaneous/laboratory_signal_generator_dds_arduino_control.html (дата обращения 10.10.2018).
2. LEATHER NOTEBOOK: URL: <https://frompinkscto.wordpress.com/2016/09/19/arduino-dds-синтезатор-частоты-на-базе-ad9851-под-упр/> (дата обращения 10.10.2018).
3. Analog Devices: URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9850.pdf> (дата обращения 10.10.2018).

Материал поступил в редколлегию 17.10.18.

А.В. Бычков

(г. Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

ОБРАБОТКА ИМПУЛЬСНЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ АКТИВНОМ ВИБРОКОНТРОЛЕ ОБОРУДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

Показана возможность использования импульсного ультразвукового зондирования для задач вибродиагностики силового электрооборудования. Представлена и описана схема измерительной установки, а также алгоритм корреляционной обработки импульсных УЗ сигналов при активном вибрационном контроле. Для контроля низкочастотных вибраций предложен новый алгоритм обработки сигнала, основанный на анализе изменения формы корреляционной функции.

The possibility of using pulsed ultrasonic probing for problems of vibrodiagnostics of electric power equipment is shown. The scheme of the measuring device is presented and described. A new algorithm for signal processing is proposed to control low-frequency vibrations. It is based on an analysis of the change of the cross-correlation function's shape.

Ключевые слова: ультразвук, виброконтроль, электрооборудование, корреляционная обработка, спектральный анализ.

Keywords: ultrasound, vibration control, electric power equipment, correlation processing, spectral analysis.

Контроль уровня вибраций (электрических аппаратов, трансформаторов, электрических машин) занимает особое место в диагностировании состояния оборудования. Вибродиагностика позволяет выявить различные дефекты и ненормальные режимы работы оборудования [1,2]. Основными методами вибродиагностики являются методы неразрушающего контроля. Для разных способов получения вибросигналов используются различные типы датчиков [3-5]. Существует два направления в измерении: на основе контактных и бесконтактных датчиков [6].

Основную нишу среди контактных датчиков занимают пьезоэлектрические датчики. Однако имеются температурные ограничения при их эксплуатации. Бесконтактные датчики, в зависимости от физических принципов работы, различают магнитные, радиоволновые, оптические и т.д. Оптические методы виброконтроля обладают наилучшей чувствительностью, однако имеют ограничения по условиям применения [4]. Акустические (в т.ч. и ультразвуковые) методы вибрационного контроля, как правило, основываются на измерениях уровня шума самого оборудования в разных условиях и режимах и являются пассивными методами. Измерения на их

основе не обладают достаточной селективностью: не дают информации о локализации и амплитуде вибраций. Необходимы сравнение сигналов и дополнительная исходная информация о вероятных источниках шума. Все указанные методы диагностики и контроля могут применяться в комбинации, дополняя друг друга [2].

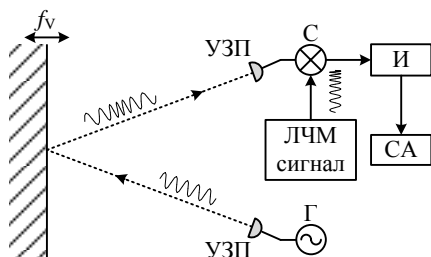


Рис. 1. Схема измерений и обработки сигналов

преобразователем (УЗП), отражается от вертикальной поверхности и поступает на приемный УЗП. Далее уже электрический сигнал подается на смеситель (С), на второй вход которого подается линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) эталонный сигнал. В интеграторе (И) рассчитывается взаимная корреляционная функция (ВКФ) этих двух сигналов. В спектральном анализаторе (СА) выполняется спектральная обработка. Соответствующие программно-аппаратные средства апробированы ранее при анализе потоков газа [7,8].

На рис. 2 изображена ВКФ сигнала в приемном УЗП и ЛЧМ сигнала (а), а также её спектр (б).

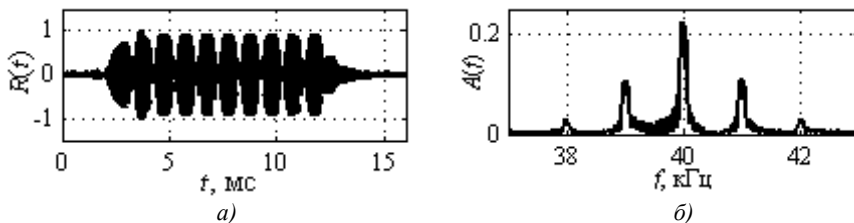


Рис. 2. ВКФ приемного сигнала и ЛЧМ сигнала эталона (а), и её спектральная плотность (б). Длительность - 10 мс. Девияция частоты эталонного сигнала - 40 ± 2 кГц

ВКФ имеет явно выраженную модуляцию. Следовательно, спектр такой функции будет иметь дополнительные боковые пики вокруг основной частоты. Частота колебаний поверхности равна 1 кГц. Соотношение амплитуд пиков в спектре рис. 2,б соответствует амплитуде вибраций 1 мм.

Корреляционная обработка позволяет достигать большей точности в определении параметров вибраций за счет подавления шума в приемном

В статье рассматривается схема измерений и предлагается алгоритм цифровой обработки ультразвуковых (УЗ) сигналов при активном виброконтроле. Схема измерений и моделирования УЗ системы виброконтроля представлена на рис. 1. Вертикальная поверхность колеблется с частотой f_v . Генератор (Г) формирует пакеты УЗ импульсов частоты 40 кГц. Волна излучается УЗ

тракте. Однако в данном случае диапазон частот ограничивается длительностью УЗ импульса. С уменьшением частоты вибраций и, как следствие, относительной длительности зондирующих импульсов точность измерений снижается. Для контроля низкочастотных вибраций алгоритм измерений должен иметь иной принцип.

Минимальная длительность пакета импульсов должна соответствовать десяткам периодов несущей частоты. Для частоты 40 кГц длительность пакета импульсов имеет значение примерно 1 мс [7]. В таком случае, если $f_V \ll 1$ кГц, то выделить биения ВКФ и оценить спектр затруднительно. Но возможно проанализировать искажение формы ВКФ и на основе этого оценить фазовые сдвиги в отраженном от вибрирующей поверхности сигнале. В частности, это возможно сделать по изменению положения «центра тяжести» ВКФ (рис. 3 а и 3 б) [7]. Такой способ обладает высокой чувствительностью к частотно-фазовой модуляции сигнала в приемном УЗП. Он позволяет оценивать фазу даже при частотах вибраций в единицы Герц.

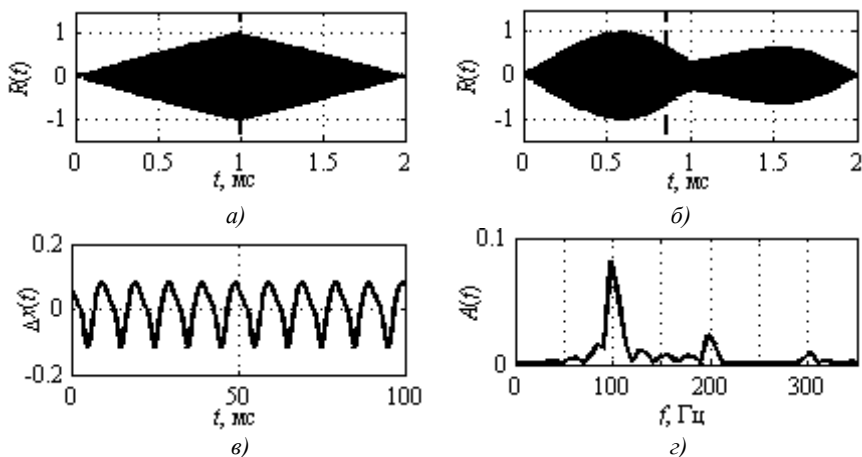


Рис. 3. ВКФ приемного сигнала и ЛЧМ эталонного сигнала и её «центр тяжести» (пунктир): при минимальной (а) и при максимальной частотной расстройке (б), зависимость положения «центра тяжести» ВКФ от времени (в) и спектр этой зависимости (г). Длительность – 1 мс. Девияция частоты эталонного сигнала – $40 \pm 0,2$ кГц

На рис. 3,а и б представлены изменение формы ВКФ и смещения ее «центра тяжести» при длительности пакета импульсов, равной 1 мс, частоте 100 Гц и амплитуде 1 мм. На рис. 3,в и г приведены результаты расчета положения «центра тяжести» ВКФ при изменении фазы колебаний отражающей поверхности и спектр этой зависимости.

При низких частотах вибраций зависимость (рис. 3,в) может быть восстановлена по отдельным измерениям, частота следования которых

соответствует частоте зондирующих УЗ импульсов. В остальном анализ параметров вибраций может производиться аналогично (см. рис. 2).

Разработанная методика вибрационного контроля включает корреляционный и спектральный анализы импульсных УЗ сигналов. Чувствительность при таком измерении зависит от соотношения между частотой и амплитудой вибраций: в высокочастотной области ($f_V > 10$ кГц) большая скорость колебаний отражающей поверхности позволяет регистрировать амплитуду вибраций от единиц микрон [9,10]. Для увеличения точности измерений импульсный режим дает возможность создавать адаптивные алгоритмы при активном виброконтроле.

Список литературы

1. *Матюшкова, О.Ю.* Современные методы виброакустического диагностирования / О.Ю. Матюшкова, В.Ю. Тэттэр // Радиотехника и связь. Омский государственный университет путей сообщения. –2013. –С. 294 – 299.

2. *Русов, В.А.* Диагностика дефектов вращающегося оборудования по вибрационным сигналам. / В.А. Русов – Пермь: ДимРус, 2012. – 200 с.

3. *Bartoletti, C., Desiderio, M., Carlo, D.Di., Fazio, G., Muzi, F., Sacerdoti, G., Salvatori, F.* Vibro-acoustic techniques to diagnose power transformers. / C. Bartoletti, M. Desiderio, D.Di. Carlo, G. Fazio, F. Muzi, G. Sacerdoti, F. Salvatori // IEEE Transactions on Power Delivery. 2004. № 19. С. 221 – 229.

4. *Sapozhnikov, O.A., Morozov, A.V., Cathignol, D.* Piezoelectric transducer surface vibration characterization using acoustic holography and laser vibrometry. / O.A. Sapozhnikov, A.V. Morozov, D. Cathignol // Proc. IEEE Int. Ultrasonics and UFFC 50th Anniv. Joint Conf., 2004. № 1. С. 161 – 164.

5. *Cristallia, C., Paoneb, N., Rodriguezc, R.M.* Mechanical fault detection of electric motors by laser vibrometer and accelerometer measurements. / C. Cristallia, N. Paoneb, R.M. Rodriguezc // Mechanical Systems and Signal Processing. 2006. № 20. С. 1350 – 1361.

6. *Костюков, В.Н.* Основы виброакустической диагностики и мониторинга машин: учеб. пособие/ В.Н. Костюков. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. – 360 с.

7. *Бычкова, И.Ю.* Цифровая фазовая модуляция и корреляционная обработка ультразвуковых сигналов для импульсных измерений в неоднородной среде. / И.Ю. Бычкова, А.В. Бычков, Л.А. Славутский // Приборы и техника эксперимента. – 2018. – № 3. – С. 114 – 119.

8. *Бычкова, И.Ю.* Экспериментальная оценка применимости лучевого приближения при рассеянии ультразвуковых импульсов в турбулентном потоке воздуха / И.Ю. Бычкова, Л.А. Славутский // Нелинейный мир. – 2018. – №4 – С. 11-16.

9. *Николаев, А.А.* Дистанционный контроль ультразвуковых магнитоотрицательных преобразователей противонакипных устройств. / А.А. Николаев, Л.А. Славутский // Вестник Чувашского университета. – 2008. – № 2. – С. 228 – 232.

10. *Бычков, А.В.* Возможности корреляционной обработки импульсных ультразвуковых сигналов при бесконтактном виброконтроле оборудования электроэнергетики / А.В. Бычков, Л.А. Славутский // Вестник Чувашского университета. – 2018. – №3. – С. 24 – 32.

Материал поступил в редколлегию 20.10.18.

УДК 004.424

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5fbf19926.94126870

Т.В. Васеева, Е.А. Альтман, Д.А. Елизаров
(г. Омск, Омский государственный университет путей сообщения)

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АНАЛИЗА ГАРМОНИК СИГНАЛА В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

Приведен обзор государственных стандартов в области контроля качества электрической энергии, описаны устройства для измерения гармоник, предложен новый метод определения гармоник в электрических сетях систем электроснабжения.

The review of state standards in the field of quality control of electric energy is made, devices for measurement of harmonicas are described, the new method of definition of harmonicas in electrical networks of systems of power supply is offered.

Ключевые слова: дискретное преобразование Фурье, быстрое преобразование Фурье, разреженное быстрое преобразование Фурье, передискретизация, качество электрической энергии.

Keywords: discrete transformation of Fourier, fast transformation of Fourier, the Rarefied fast transformation of Fourier, resampling, quality of electric energy.

Задача исследования – улучшить показатели качества электрической энергии (КЭ) в электрических сетях систем электроснабжения, совершенствуя средства измерительных устройств для определения гармоник. При разработке технического устройства должны учитываться показатели качества электрической энергии (ПКЭ) согласно действующим нормативам.

Введен целый ряд нормативных документов (МЭК, ГОСТ) [3-6]. Изменение стандартов в области измерений электрической энергии показано на рис. 1. основополагающим нормативным документом стал ГОСТ Р 32144-2013 [7], действующий с 2014 года. Российский стандарт соответствует европейскому EN 50160:2010 «Характеристики напряжения электричества, поставляемого общественными распределительными сетями». Некоторые принципиальные отличия от предыдущих стандартов:

– отличие по интервалам усреднения показателям качества электроэнергии (отклонение частоты – 10 сек., вместо 20 сек. в ГОСТ 13109-97; не симметрия напряжения – интервал усреднения 10 мин., вместо 3 сек. в ГОСТ 13109-97; гармонические составляющие напряжения – 10 мин., вместо 3 сек. в ГОСТ 13109-97) с интервалом периода в одну неделю, вместо суток в ГОСТ 13109-97;

- измерения согласно ГОСТ 30804.4.30-2013 (IEC 61000 4 30:2008) и ГОСТ 30804.4.7-2013 (IEC 61000 4 7:2009);
- для медленных изменений напряжения исключены режимы наименьших и наибольших нагрузок;
- добавлены таблицы классификации провалов напряжения по остаточному напряжению.

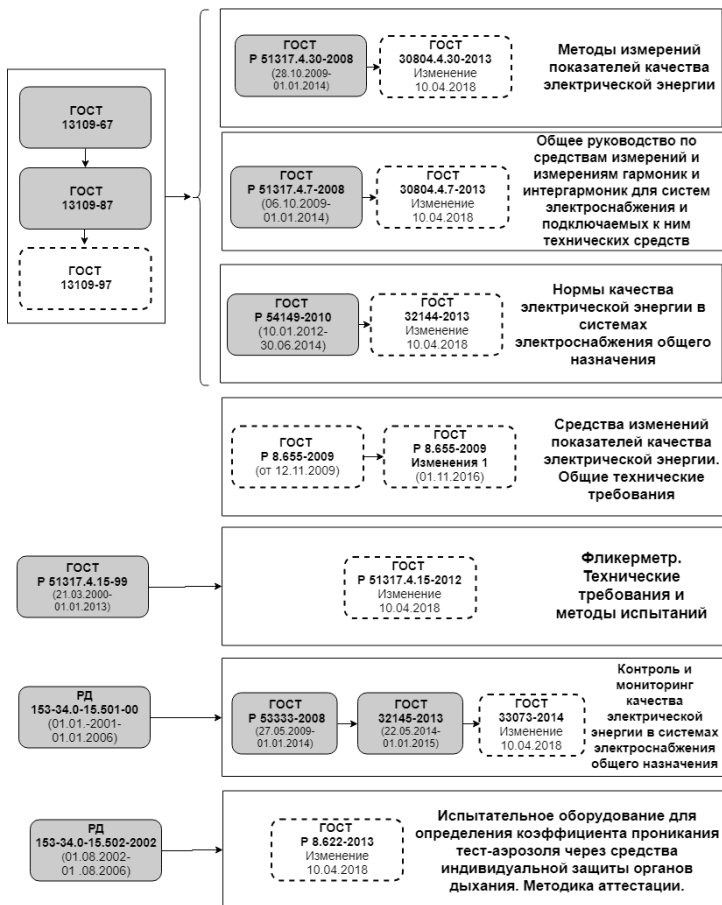


Рис. 1. Развитие государственных стандартов в области контроля КЭ

На рис. 1 действующие ГОСТы изображены пунктирными блоками.

В новых стандартах ГОСТ Р 51317.4.30–2008 и ГОСТ Р 51317.4.7– 2008 введены требования к группированию составляющих спектра на гармонических частотах с соседними спектральными составляющими (гармонические подгруппы), отделенными частотным интервалом $Df = 1/T$, где T – ширина измерительного окна, для образования гармонических подгрупп.

Основным направлением в применении цифровой обработки сигналов является спектральный анализ. Каждый сигнал, который изменяется во времени, имеет частотный спектр. Электрические сигналы можно анализировать в частотной области с помощью анализаторов спектра, во временной области с помощью осциллографов. К анализатору спектра предъявляют различные требования измерений по максимальной частоте входного сигнала. Ряд Фурье представляет разложение несинусоидальной периодической функции на синусоидальные компоненты и позволяет рассматривать сигналы из временной области в частотной.

На практике сигнал подвергают анализу, дискретизации (взятие выборки), квантованию по амплитуде с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП, AD Converter). Для выборки сигналов, прошедших через фильтр низких частот, где минимальная частота выборки определяется максимальной частотой сигнала (теорема В. А. Колельникова):

$$f_s \geq 2f_{\text{ex_макс}}, \quad (1)$$

где f_s – частота выборки, Гц;

$f_{\text{ex_макс}}$ – максимальная частота сигнала, Гц.

Для преобразования Фурье используют лишь некоторую часть сигнала с ограниченным числом выборок N . Этот процесс называется «оконной выборкой».

Расчет спектра сигнала на основе выборок во временной области обычно называют дискретным преобразованием Фурье (ДПФ, Discrete Fourier Transform – DFT). Востребованность данного метода заключается в том, что сигнал легче обработать, когда он представлен в частотной области.

$$\underline{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT_s) \cdot e^{-j2\pi kn/N}, \quad (2)$$

где T_s – период выборок, с;

$\underline{X}(k)$ – значение спектра в точке kf_s / N ;

k – номер частотного отчета ($k = 0, 1, 2, \dots, m$);

N – длина DFT.

Число вычислительных операций зависит от используемого алгоритма. Быстрое преобразование Фурье (БПФ, FFT – Fast Fourier Transform) оптимизирует число операций. Анализаторы спектра, которые работают по данному алгоритму, называют БПФ-анализаторы. В его состав входят фильтр нижних частот (ФНЧ), АЦП, оперативное запоминающее устройство (ОЗУ, RAM – Random Access Memory), БПФ и дисплей (рис. 2).

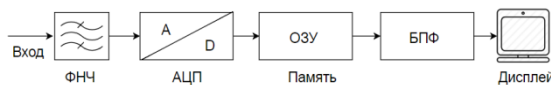


Рис. 2. Структурная схема БПФ-анализатора

Однако данный анализатор обладает низкой точностью измерения гармоник входного сигнала [1].

При ограничении числа точек в цифровом сигнале образуются пробелы между отчетами в спектре сигнала.

Предлагаемый анализатор измерения гармоник заключает в себе объединение двух операций (Resampling и SFFT) и изображен на рис. 3.

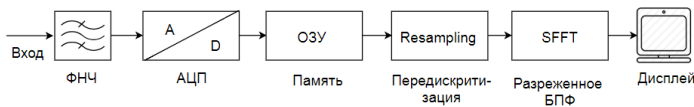


Рис. 3. Структурная схема Анализатора SFFT и Resampling

Анализатор гармоник, или спектр сигнала электрической сети содержит блок ФНЧ, вход, которого соединен с анализатором, а выход соединен с АЦП. Частота среза фильтр равна максимальной частоте сигнала $f_{сф} = f_{вх_макс}$. Вход управления АЦП соединен с блоком памяти ОЗУ, а выход – с блоком «Передискретизация» (Resampling). Значения выборки сохраняются в памяти после разбиения диапазона отчетных значений сигнала на конечное число уровней и округление этих значений (квантование – quantization). Вход управления «Передискретизации» соединен с блоком «SFFT» (Sparse Fast Fourier Transform), а выход – с дисплеем. Блок дисплея показывает частотный спектр сигнала.

Блок «Передискретизация» позволяет точнее определять значения частоты основной гармоники [9]. Передискретизация – это операция, которая изменяет частоту дискретизации. При ограничении частоты дискретизации образуются пробелы в спектре сигнала, поэтому необходимо добавить нулевые отчеты в напряжение гармонических составляющих. При увеличении числа точек во временной области спектр сигнала не меняется в интересующий нас области.

Передискретизация приводит к тому, что БПФ не будет справляться из-за ограничения вычислительных ресурсов. Поэтому увеличение числа точек на современных устройствах служит причиной того, что алгоритм БПФ не выполняется. Следовательно, для нахождения спектра сигнала лучше использовать SFFT.

Блок «SFFT» – это алгоритм, разработанный Н. Hassanieh, P. Indyk, D. Katabi, E. Price для вычисления дискретных преобразований Фурье по сигналам с разреженной частотной областью (число ненулевых гармоник). Алгоритм улучшает асимптотическое время по сравнению с предыдущими

методами [2,8]. При определенных условиях, алгоритм SFFT быстрее, чем современные библиотеки FFT (Fast Fourier Transform) в тысячи раз [10,11]. Асимптотическое время автономной работы SFFT не является линейным по размеру сигнала, как в БПФ. Время работы увеличивается медленнее: для SFFT – N , для БПФ – $N \log N$.

Предлагаемый анализатор измерения гармоник заключается в использовании двух операций (Resampling и SFFT). Он позволит усовершенствовать средства измерительных устройств в электрических сетях для измерения гармоник. Новый анализатор учитывает ПКЭ согласно действующим нормативным документам. Алгоритм SFFT быстрее, чем БПФ, поэтому увеличится вычислительная способность. SFFT точнее при подобных вычислительных затратах.

Список литературы

1. Раушер, К. Основы спектрального анализа/ К. Раушер, Ф. Йанссен, Р. Минихольд. – М.: Горячая линия–Телеком. – 2006.
2. Hassanieh H. et al. Nearly optimal sparse fourier transform //Proceedings of the forty-fourth annual ACM symposium on Theory of computing. – ACM, 2012. – С. 563-578.
3. ГОСТ Р 51317.4.30-2008 (МЭК 61000-4-30:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Методы измерений показателей качества электрической энергии. – Введ. 2010-01-01. – М., 2008. – Ч.4-30. – 122 с.
4. ГОСТ Р 51317.4.7-2008 (МЭК 61000-4-30:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерений и измерениям гармоник и интергармоник для систем электроснабжения и подключаемых к ним технических средств. – Введ. 2010-01-01. – М., 2008. – Ч.4-7. – 122 с.
5. ГОСТ Р 53333-2008. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Контроль качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
6. ГОСТ Р 54149-2012. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 2010-01-01. – М., 2010. – 36 с.
7. ГОСТ Р 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 2014-07-01. – М., 2014. – 39 с.
8. Gilbert A. C. et al. Near-optimal sparse Fourier representations via sampling //Proceedings of the thirty-fourth annual ACM symposium on Theory of computing. – ACM, 2002. – С. 152-161.
9. Томаси, У. Электронные системы связи/ У. Томаси. – Litres, 2017.
10. Schumacher J. High-performance sparse fast Fourier transforms / J. Schumacher, M. Puschel // Signal Processing Systems (SiPS), 2014 IEEE Workshop on. – IEEE. 2014. – С. 1-6.
11. Spiral Home page. – URL: <http://www.spiral.net/> (дата обращения 01.09.2018).

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 658.53: 681.317.7

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5fc81e545.10661519

А. А. Вишневский, В.Х. Ясовеев

(г.Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

ПРИМЕНЕНИЕ СЕЛЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ РАСХОДОМЕРОВ МАССЫ ГАЗОЖИДКОСТНЫХ СМЕСЕЙ

Приведены направления изучения волоконно-оптических датчиков давления для расходомеров массы, актуальность изучения которых подтверждена в мировой практике. Выделены математические аспекты волоконно-оптических датчиков давления для расходомеров массы. Рассмотрена блок-схема селективного усилителя для коррекции погрешностей волоконно-оптических датчиков давления расходомеров массы газожидкостных смесей.

Considered directions of studying fiber-optic pressure sensors for mass flow meters, the relevance of the study of which is confirmed in world practice, are given. Mathematical aspects of fiber optic pressure sensors for mass flow meters are highlighted. A block diagram of a selective amplifier for the correction of errors in fiber-optic pressure sensors for mass flow meters of gas-liquid mixtures is considered.

Ключевые слова: расходомеры массы, волоконно-оптические датчики, селективный усилитель, коррекция погрешностей, газожидкостная смесь.

Keywords: mass flow meters, fiber-optic sensors, selective amplifier, correction of errors, gas-liquid mixture.

Введение

Основными критериями при создании датчиков массового расхода газожидкостных смесей (ГЖС), занимающих важное место при создании систем автоматического управления с коррекцией погрешностей [1], являются точность и быстродействие [2]. Многие датчики, обладающие высокой точностью и чувствительностью в условиях воздействия неблагоприятных факторов, могут быстро утратить стабильность и преждевременно выйти из строя. Поэтому при выборе любого датчика массового расхода необходимо тщательно увязать все основные метрологические параметры с требованиями по помехозащищенности и надежности, не ужесточая их без необходимости [3].

Рабочие процессы в расходомерах массы ГЖС характеризуются мгновенными изменениями давления, температуры и расхода. Кроме того, в датчиках давления, используемых в расходомерах массы, первостепенное значение имеют не только метрологические характеристики, но и надежность

в течение всего срока эксплуатации. Основными требованиями, предъявляемыми к датчикам давления в расходомерах массы ГЖС, являются:

1. Высокая точность (допустимая погрешность измерения $0,1 \div 0,5$ %) при широком изменении температуры окружающей среды и ГЖС;

2. Высокое быстродействие ($400 \div 1000$ измерений в секунду) при одновременном исключении появления помех к протеканию ГЖС;

3. Высокая надежность в течение всего срока эксплуатации и высокая помехозащищенность в реальных условиях эксплуатации;

4. Простая и удобная для регулировок и обслуживания конструкция при минимальных габаритах и массе.

Совершенствование датчиков давления для регуляторов расхода массы ГЖС имеет цели: 1) снизить стоимость эксплуатации, 2) улучшить обслуживание. Хотя эти две задачи не исключают друг друга, их отдельное рассмотрение облегчает оценку технических возможностей.

В настоящее время во всем мире ведется интенсивная разработка новых датчиков давления в следующих направлениях:

– повышение точности и улучшение эксплуатационных свойств благодаря внедрению новых конструкторских решений, применению новых материалов и элементов с улучшенными свойствами;

– миниатюризация измерительных преобразователей и конструкции самих датчиков;

– внедрение в широком масштабе микропроцессоров и микроконтроллеров, совершенствующих процесс измерения и расширяющих возможности измерительных преобразователей;

– внедрение новых технических решений по волоконной оптике.

1. Волоконно-оптические датчики давления для расходомеров массы

Исследования Уфимского государственного авиационного технического университета в области проектирования новых расходомеров массы ГЖС привели к разработке волоконно-оптических датчиков давления (ВОДД) [4]. Процесс разработки ВОДД условно разбит на два этапа: математическое и техническое моделирование.

На этапе математического моделирования ВОДД на основе вектора технических требований разработаны модель [5,6], структура и алгоритм его функционирования. Здесь же приведены исследования основных характеристик и погрешностей измерения ВОДД [7].

На этапе технического моделирования синтезированы принципиальные схемы ВОДД. Проведена оптимизация метрологических параметров на основе одного из критериев оптимальности и вектора технических требований [8].

На рис. 1 представлены [9]:

а) волоконно-оптический датчик давления;

б) сечение объединенного конца жгута световодов.

Датчик состоит из корпуса 1, мембраны 2, отражателя 3, установленного в центре мембраны, жгута световодов 4, объединенные концы 5 которого сформированы в виде чередующихся подводящих 6 и отводящих 7 поток света жгута световодов. Разделенные концы 8 и 9 жгута световодов подведены соответственно к источнику 10 оптического излучения и фотоприемнику 11 с приемным усилителем. Каждое подводящее оптическое излучение волокнами 8 с двух сторон окружено отводящими оптическое излучение волокнами 9 и, наоборот, каждое отводящее волокно с двух сторон окружено подводящими волокнами. Постоянное натяжение по краю мембраны 2 создают конструкция упругого кольца 14 и способ закрепления мембраны к корпусу элементами крепления 12. Механическую защиту мембраны от посторонних предметов осуществляет защитный фильтр 13, а ориентацию объединенных торцов 5 относительно отражателя 3 определяет механизм юстировки 15.

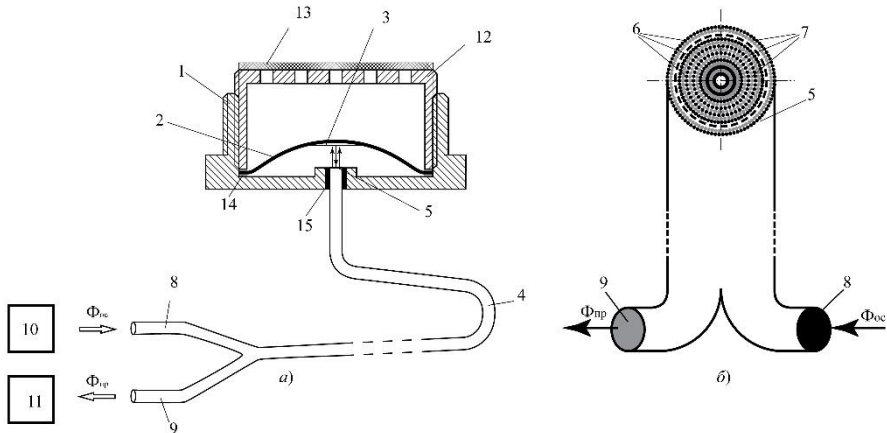


Рис. 1. Волоконно-оптический датчик давления

Датчик работает следующим образом. Отражательная пластина 3 совершает перемещение в соответствии с законом изменения давления и модулирует поток $\Phi_{ос}$ оптического излучения источника 10. Далее этот модулированный поток через жгут световодов 9 возвращается на светочувствительную площадку фотоприемника 11, где преобразуется в адекватные по частоте и амплитуде электрические сигналы.

При измерении расхода массы определяющее значение имеют не только статическое давление, а также полные и динамические давления, обуславливаемые скоростным напором потока. Кроме того, измеряемым параметром является также и направление движения потока ГЖС в трубопроводах расходомера.

Полное давление испытывает неподвижное тело датчика давления, помещенное в движущийся поток, в тех точках, где скорость набегающего потока затормаживается до нуля. Согласно уравнению Бернулли, полное давление определяем как:

$$P_n = P_c + \rho \omega^2 / 2, \quad (1)$$

где P_c – статическое давление в потоке; ρ – плотность потока; ω – скорость невозмущенного потока в месте замера.

Динамическое давление, или скоростной напор, определяет разность:

$$P_d = P_n - P_c = \rho \omega^2 / 2. \quad (2)$$

В общем случае погрешности измерения ВОДД зависят от изменения плотности измеряемых жидкостей и газов в пространстве и времени, давления и температуры окружающей среды, а также от локальных изменений скорости движения отдельных частиц жидкости или газов.

Так скорость движения ГЖС можно определить следующим выражением:

$$G = \sqrt{\frac{k P_n}{\rho}}, \quad (3)$$

где k – адиабатический коэффициент.

Так как плотность газов уменьшается с увеличением температуры, то и скорость движения газов является зависимым от температуры параметром. Для газов эта зависимость может быть представлена в следующем виде:

$$G = G_0 \sqrt{(1 + T/273)}. \quad (4)$$

Здесь G_0 – скорость движения газов при $T = 0^\circ C$, T – температура (К).

Относительная скорость движения ГЖС, как следует из этой формулы, составляет примерно 0,17 % на один градус.

Кроме того, скорость движения ГЖС в трубопроводах расходомера зависит от состава и относительной их влажности. Влияние относительной влажности является меньшим, чем влияние температуры или давления, и вносит максимальное дополнительное изменение скорости перемещения ГЖС.

2. Блок-схема приемного усилителя ВОДД

Рассмотрим некоторые параметры ВОДД, на которые следует обращать внимание при выборе датчиков для конкретного применения и их использования. Одним из компонентов микропроцессорной обработки измерительной информации ВОДД является приемный усилитель.

Блок-схема приемного усилителя ВОДД (рис. 2) состоит из ограничителя уровня амплитуды фототока, усилителя с регулируемым

коэффициентом усиления, селективного усилителя с активным фильтром и нормирующего выходного усилителя.

Сигнал, принимаемый от оптоэлектронного преобразователя, может иметь амплитуду в диапазоне от нескольких микровольт до нескольких вольт. Для обеспечения возможности дальнейшей обработки ограничитель отсекает амплитуды принимаемых сигналов до значений, не превышающих $\pm 0,7$ В. Это также защищает усилитель от слишком высокого напряжения. Фоновые сигналы ВОДД подавляются на усилителе с регулируемым коэффициентом усиления. Этот же усилитель совместно со схемой управления усилением препятствует уменьшению амплитуды измерительных сигналов при уменьшении мощности излучения полупроводникового лазера.

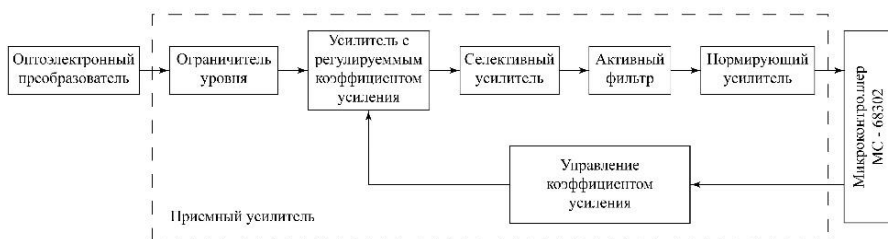


Рис. 2. Блок-схема приемного усилителя ВОДД

Назначение селективного усилителя с активным фильтром заключается в том, чтобы отфильтровать электромагнитные помехи схем ВОДД и пропускать к дальнейшей обработке только полезный сигнал. Этот сигнал сначала демодулируется, и только затем полученная огибающая усиливается. Амплитуда огибающей далее нормируется с предварительно установленным порогом для конкретного АЦП и передается для обработки в микроконтроллер.

Дополнительным преимуществом данной схемы является то, что алгоритм обработки может быть не жестко установленным, а гибким и реализованным в виде программы. Одна и та же микроконтроллерная схема обработки может применяться для различных ВОДД или выполнять обработку сигналов по разным алгоритмам.

В заключение следует отметить, что промышленная эксплуатация опытных образцов ВОДД в составе расходомеров массы ГЖС показала перспективность их использования. Номенклатура датчиков для расходомеров массы ГЖС хорошо структурирована для самых разнообразных применений, что позволяет максимально быстро корректировать процесс их разработки в соответствии с системой качества ISO 9001 и требованиями рынка.

Список литературы

1. *Vishnevskiy, A. A., Yasoveev, V. Kh., Khasanov, Z. M.* "Correction of Dynamic Errors of Fiber-optic Pressure Sensor based on Estimation of Nonlinearity Value of Membrane Stress-strain Behavior and Adaptive Method", 2nd International Ural Conference on Measurements (UralCon), Chelyabinsk, Russia, 2017. DOI: 10.1109/URALCON.2017.8120730
2. *Vishnevskiy A. A., Khasanov Z. M., Khasanov O.Z.* "Modeling of heat transfer processes of the thermally stressed state of conjugated deformable bodies in fuel-control equipment", XXVII international conference «Mathematical and computer simulation in mechanics of solids and structures – MCM 2017» Fundamentals of static and dynamic fracture. – St. Petersburg. – 2018. – P.148-152. ISSN 2588-0233
3. *Вишневский, А.А.* Расчетная модель метрологических характеристик волоконно-оптических измерительных устройств/ А.А. Вишневский, В.Х. Ясоев // Известия Самарского научного центра Российской академии наук.– 2016. – № 4(7). – Т. 18. – С. 1359 – 1362.
4. *Вишневский, А.А.* Распределенные волоконно-оптические информационно-измерительные системы давления и температуры для применения в нефтегазовой сфере/ А.А. Вишневский // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. – 2015. – №2 (30). – С.193 – 207.
5. Свидетельство о гос. регистрации программы ЭВМ № 2018661064. Программа для моделирования распространения светового потока в пространстве, 2018 г. / Вишневский А.А., Ясоев В.Х., Хасанов З.М., № 2018617706; заявл. 23.07.2018; опубл. 31.08.2018.
6. *Вишневский, А.А.* Интеллектуальный подход к улучшению метрологических характеристик волоконно-оптических систем измерения давления и температуры, предназначенных для нефтегазовой отрасли/ А.А. Вишневский, В.Х. Ясоев // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. – 2015. – № 3(31). – С. 158 – 167.
7. *Vishnevskiy, A. A., Yasoveev, V. Kh., Khasanov, Z. M.* "Correction of Dynamic Errors of Fiber-optic Pressure Sensor Based on Dynamic Reflexive Transformation Method", International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), St. Petersburg, Russia, 2017. DOI: 10.1109/ICIEAM.2017.8076120
8. *Vishnevskiy A. A., Yasoveev V. Kh., Khasanov Z. M., Khasanov O.Z.* "Estimation of dynamic errors in laser optoelectronic dimension gauges for geometric measurement of details", VIII International Scientific and Practical Conference "Information and Measuring Equipment and Technologies" (IME&T 2017). – Tomsk. – 2018. – P.1-8. DOI: <https://doi.org/10.1051/mateconf//201815501042>
9. Патент № 180032 РФ Волоконно-оптический датчик давления 2018 г. / Вишневский А.А. Ясоев В.Х., Хасанов З.М., Хасанов О.З., № 2017139288; Заяв.13.11.2017; Опубл.31.05.2018.

Материал поступил в редколлегию 04.10.18.

УДК 62-1/-9

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5fd33eaf8.94643152

А.А. Гавриков, В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.М. Шорин
(г. Ульяновск, Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники
им. В.А. Котельникова РАН)

ИЗМЕРЕНИЕ ТЕПЛООВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА

Рассмотрены средства измерения теплового сопротивления солнечных элементов, модулей и батарей, основанные на модуляционном методе измерения теплового сопротивления полупроводниковых приборов. Описаны экспериментальная установка и программное обеспечение измерительного комплекса. Проведен анализ полученных зависимостей теплового сопротивления от частоты модуляции греющей мощности, значений компонент теплового сопротивления исследуемого объекта. Метод позволяет значительно снизить влияние нагрева исследуемого объекта в процессе измерения, тем самым повышая точность измерения теплового сопротивления.

Modulation method and the device for thermal impedance measuring of solar elements, modules and batteries, based on generic modulation method are described. Shown experimental measuring device and software of the measuring complex. Analysis of the dependence of thermal impedance on modulation frequency allows to determine thermal impedance components corresponding to the structural elements of the object under test. The method allows to significantly reduce the effect of heating the device's case during the measurement, and thereby increase the accuracy of thermal resistance measurement.

Ключевые слова: солнечная энергия, солнечные модули, тепловое сопротивление.

Keywords: solar power, solar modules, thermal resistance.

Эффективность преобразования энергии солнечных модулей на основе кремния обычно составляет 12 – 28% [1]. Это означает, что более 70% поглощаемой модулем световой энергии преобразуется в тепло. С повышением температуры на 1°C номинальная мощность солнечных модулей снижается примерно на 0,4%, в результате чего уменьшение мощности модулей может достигать 15 – 25% [2]. Это предъявляет высокие требования к качеству из теплоотвода.

В работах [1, 3] измерение теплового сопротивления солнечных элементов и модулей основывалось на стандарте JESD51 1-14 [4], в котором на объект воздействуют ступенчато изменяющейся греющей мощностью и измеряют отклик на это воздействие – изменение температуры перехода

относительно начальной температуры. Данный стандарт, в частности, реализован в измерительном комплексе T3Ster производства Mentor Graphics, Ltd [5]. Поскольку в процессе измерения теплового сопротивления требуется поддерживать температуру корпуса объекта постоянной, то испытания проводились на двойных холодных пластинах, поддерживая температуру и передней и задней поверхности солнечного элемента равной 25°C. У солнечных модулей мощностью десятки и сотни ватт размеры поверхности заметно превышают размеры «холодных» плит, что делает невозможным фиксацию температуры корпуса таких объектов.

Для измерения теплового сопротивления мощных солнечных модулей, имеющих большую площадь поверхности, использовался модуляционный метод измерения [6]. В отличие от стандарта JESD51 1-14, нагрев объекта производится мощностью, модулированной по гармоническому закону. Для этого через объект пропускают последовательность импульсов греющего тока, длительность которых изменяется по гармоническому закону, так же изменяется и мощность. Температура $p-n$ перехода после каждого греющего импульса определяется на основе измерений ТЧП в паузах между импульсами, с небольшой относительно среза импульсов временной задержкой, необходимой для завершения переходных электрических процессов.

С помощью преобразования Фурье производится вычисление спектра температуры от частоты, осуществляются его цифровая фильтрация и восстановление отфильтрованной зависимости температуры. Отношение амплитуд переменных составляющих температуры перехода и мощности определяет модуль $Z_T(\nu)$ теплового импеданса на частоте модуляции ν , а отношение мнимой и вещественной Фурье-трансформант – тангенс фазы $\varphi(\nu)$ теплового импеданса.

Цель исследований - измерение компонент теплового сопротивления мощного солнечного модуля с большой площадью поверхности. Объектом исследований являлся солнечный модуль из поликристаллического кремния, состоящий из 36 поликристаллических солнечных элементов площадью 125×125 мм каждый, площадь поверхности модуля - 700×550мм, суммарная мощность - 50W, напряжение холостого хода 23.6V, ток при работе на нагрузку 2.55 А.

Для определения компонент теплового сопротивления солнечного модуля производились измерения зависимости теплового импеданса $Z_T(\nu)$ от частоты модуляции греющей мощности ν . На рис. 1 в верхнем графическом окне представлена частотная зависимость вещественной части $Re Z_T(\nu)$ теплового импеданса. По оси абсцисс откладывается порядковый номер измерения, частота модуляции ν в которых уменьшалась равномерно по логарифмической шкале частот (20 измерений на декаду).

Зависимость теплового импеданса от частоты представлена на верхнем графике, с помощью его дифференцирования можно выявить компоненты теплового сопротивления элементов конструкции солнечной батареи.

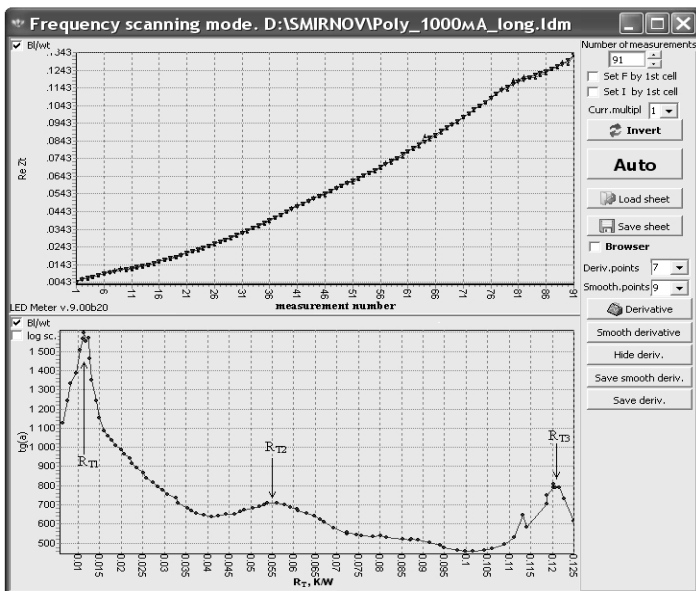


Рис.1. Результаты измерения теплового сопротивления

Для исследуемого солнечного модуля отчетливо наблюдаются три пика, соответствующие трем компонентам: $R_{T1} = 0.0115$ K/W, $R_{T2} = 0.055$ K/W и $R_{T3} = 0.121$ K/W. Компонента R_{T2} соответствует тепловому сопротивлению «переход-корпус» солнечного модуля и проявляется на частоте модуляции 0.5 Hz, компонента R_{T3} – тепловому сопротивлению «переход-каркас».

Список литературы

1. B. Siegal. Solar Photovoltaic Cell thermal measurement issues // 26th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SEMI-THERM). 2010, pp.132-135.
2. O. Dupré, R. Vaillon, M.A. Green. Thermal Behavior of Photovoltaic Devices. Physics and Engineering. 2015.
3. S.H. Jang; M.W. Shin. Thermal Characterization of Junction in Solar Cell Packages // Electron Device Letters, IEEE, 2010, vol.31, no.7, pp.743-745.
4. JEDEC standard JESD51 1-14, „Methodology for the thermal measurement of component packages (single semiconductor device),” JEDEC Solid State Technology Association, 2005-2010.
5. T3Ster - Thermal Transient Tester - Technical information // Mentor Graphics/ <https://www.mentor.com/products/mechanical/micred/> (accessed at 01.07.2018).
6. V. Smirnov, V. Sergeev, A. Gavrikov. Apparatus for Measurement of Thermal Impedance of High-Power Light-Emitting Diodes and LED Assemblies // IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 63, NO. 6, JUNE 2016.

Материал поступил в редколлегию 20.09.18.

УДК 004.932

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5fecc4235.75428599

И.И. Гафиев, С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева-КАИ»)

АНАЛИЗ СКОРОСТИ АВТОМОБИЛЯ НА ОСНОВЕ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Описан подход к анализу скорости автомобиля на основе обнаружения и распознавания номера с использованием методов и средств обработки изображений. Применение данного подхода в системах контроля нарушений правил дорожного движения позволит уменьшить число дорожно-транспортных нарушений.

In the paper describes an approach to the analysis of vehicle speed based on the detection and recognition of the auto license plate by image processing methods and tools. The use of this approach in traffic violations control systems for reduce the number of traffic violations.

Ключевые слова: анализ скорости автомобиля, обработка изображений, распознавание автомобильных номеров.

Keywords: analysis of vehicle speed, image processing, vehicle license plate recognition.

Данная работа посвящена вопросам построения систем определения скорости автомобилей на основе обработки изображений. При этом предлагается подход, базирующийся на анализе изображений номера автомобиля. В рамках данного подхода необходимо обеспечить решение следующих задач:

1. Локализация области номера.
2. Нормализация изображений номера.
3. Распознавание символов номера.
4. Определение векторов смещения.
5. Вычисление скорости движения автомобиля.

Для определения скорости автомобиля необходимо выполнять обработку последовательности изображений. По изменению положения прямоугольной области номера на соседних изображениях с учетом частоты их формирования можно с достаточной точностью получить искомую информацию.

Для локализации номера на изображении могут быть применены различные алгоритмы. Большинство из них базируется на процедурах бинаризации, выделении контуров и морфологической обработки изображений. В результате их выполнения формируется множество

контуров. Поэтому необходимо далее выполнить анализ того, какой из полученных контуров является границей области номера автомобиля [1-3].

Нормализация изображения номерной пластины в самом простом случае заключается в повороте соответствующей ей прямоугольной области таким образом, чтобы ее ориентация совпала с ориентацией осей системы координат изображения. Кроме этого, может потребоваться обрезка рамки номера по горизонтали и по вертикали. Еще можно выполнить устранение шумов или повышения контраста.

Распознавание символов номера, как правило, осуществляется в два этапа. На первом выполняется выделение позиций символов (выделение знакомест), на втором – идентификация символов, расположенных в этих позициях.

Определение вектора смещения области номера на последовательности изображений выполняется посредством определения и сравнения координат опорных точек соответствующих областей на соседних изображениях.

На последнем этапе вычисляется скорость движения автомобиля. Это выполняется с учетом вектора смещения, скорости регистрации изображений и положения камеры.

Данный подход может быть использован в системе контроля нарушений правил дорожного движения для определения величины превышения водителем автомобиля допустимой скорости.

Для выявления нарушений правил дорожного движения используется видеокamera с известными конструктивными параметрами и характеристиками положения. Считается известным время и кадры в видеопоследовательности, при которых объект находится в зоне контроля. После получения видеокadров в каждом из них происходит определение координат опорных точек на изображениях номера автомобиля. По их изменениям происходит расчет скорости автомобиля в зоне контроля, по значению которой определяется факт нарушения скоростного режима.

Следует также отметить, что при проектировании практических систем, функционирующих в реальном времени в условиях дорожного движения, необходимо обеспечить помехозащитность информации, в том числе и от воздействия электромагнитных помех [14-16].

Для анализа эффективности рассматриваемой методики была разработана программа анализа изображений автомобиля. Программа выполнена в среде программирования Visual Studio на языке C# с применением библиотеки компьютерного зрения EmguCV.

Анализ работы программы показал, что она имеет точность до 90% при расчете скорости в пределах допустимой погрешности при использовании камеры с высоким разрешением и до 75% – при использовании камеры с низким разрешением. На рис. 1 показан пример ее работы.

В заключение отметим, что описанный в работе подход к анализу скорости автомобиля на основе обнаружения и распознавания номера с использованием методов и средств обработки изображений может быть применен в системах контроля нарушений правил дорожного движения, что



Рис. 1. Пример работы программы анализа скорости автомобиля

позволит уменьшить количество дорожно-транспортных происшествий, в том числе опасных для жизни людей.

Список литературы

1. Кирпичников, А.П. Автоматическое распознавание автомобильных номеров/ А.П. Кирпичников, С.А. Ляшева, А.В. Обухов, М.П. Шлеймович// Вестник Казанского технологического университета. – 2015. –Т.18. –№4. – С.218-222.
2. Обухов, А.В. Методы автоматического распознавания автомобильных номеров/ А.В. Обухов, С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович// Вестник Чувашского университета. – 2016. – №3. – С.201-208.
3. Егоров, А.И. Распознавание автомобильных номеров/ А.И. Егоров, С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович// Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2018. – С. 240-241.
4. Гизатуллин, З.М. Целостность информации в USB флэш-накопителе при воздействии импульсного магнитного поля/ З.М. Гизатуллин, Ф.М. Фазулянов, Л.Н. Шувалов, Р.М. Гизатуллин// Журнал радиоэлектроники. – 2015. – №8. – С. 1-8.
5. Гизатуллин, З.М. Моделирование электромагнитного воздействия на электронные средства по сети электропитания здания/ З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин, И.Н. Зиатдинов// Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2014. – №7-8. – С. 104-110.
6. Гизатуллин, З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники при динамических изменениях напряжения сети электропитания/ З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин, И.Н. Зиатдинов, И.И. Шарфутдинов// Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2013. – №1-2. – С. 105-115.

Материал поступил в редколлегию 10.10.18.

УДК 004.932

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e5ff73d187.68026421

К.С. Жукова, С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева-КАИ)

СИСТЕМА ПОИСКА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ ПО ОБРАЗЦУ

Описан двухэтапный подход к организации контекстного поиска видеоизображений, когда на первом этапе осуществляется быстрое получение предварительных результатов, а на втором – их уточнение.

In the paper describes a two-stage approach to the organization of content based video images retrieval, when the first stage is the rapid receipt of preliminary results, and the second – their refinement.

Ключевые слова: контекстный поиск видеоизображений, анализ изображений, признаки изображений

Keywords: content based video images retrieval, image analysis, image features

Одной из наиболее интенсивно развивающихся областей науки и техники является компьютерное зрение. Системы компьютерного зрения широко внедряются практически во все отрасли человеческой деятельности. Одной из сфер применения методов и средств компьютерного зрения является поиск изображений.

Необходимость в системах поиска изображений возникает при решении различных задач. Так, поиск изображений применяется для поиска и удаления дубликатов графических файлов в компьютере или мобильном устройстве, системах поиска информации в интернете, для идентификации людей в системах видеонаблюдения [1-2].

В данной работе рассматриваются вопросы проектирования систем контекстного поиска видеоизображений, называемых также системами поиска изображений по образцу. При этом изображение, рассматриваемое в качестве образца для поиска, может быть низкого качества, например снимок с экрана телевизора, на котором демонстрировался ранее некоторый художественный фильм.

Одной из наиболее важных задач, возникающих при создании рассматриваемых систем, является выбор признакового описания изображений, т.е. модели их представления [3-4].

Наиболее часто представление изображений базируется на признаках цвета, текстуры, формы и структуры [5]. Признаки цвета предназначены для представления изображений с точки зрения их цветового содержания. Признаки текстуры определяют пространственное распределение цветов (или яркостей) пикселей изображений. Признаки формы позволяют описать

области и границы изображений. Признаки структуры позволяют учесть наличие на изображениях определенных объектов и их взаимного расположения. Выбор тех или иных признаков в значительной степени влияет на эффективность процедур анализа изображений в системах контекстного поиска. При этом необходимо учитывать условия функционирования систем, в которых данные процедуры реализуются.

Для организации контекстного поиска видеоизображений можно предложить следующую методику. В рамках этой методики реализуется двухэтапная процедура поиска. На первом этапе осуществляется быстрое получение предварительных результатов с помощью быстрого, но не точного метода, а на втором – уточнение этих результатов с помощью более точного, но при этом и более медленного метода. Такой подход позволяет на первом шаге быстро отобрать возможных кандидатов в базе видеоизображений, а на втором шаге – отбросить все лишнее.

В данной работе рассматриваются процедуры поиска на основе сравнения гистограмм градиентов на первом шаге и дескрипторов особых точек SURF на втором шаге.

Для анализа описанного подхода к контекстному поиску видеоизображений была разработана программа на языке C# в среде программирования Microsoft Visual Studio 2015 с применением библиотеки компьютерного зрения и искусственного интеллекта AForge.NET. Эксперименты показали, что до 90% результатов поиска на основе описанного подхода с помощью указанной программы в локальной базе видеоизображений находятся правильно.

Список литературы

1. *Кирпичников, А.П.* Контекстный поиск изображений/ А.П. Кирпичников, С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович// Вестник Казанского технологического университета. – 2014. – Т.17. – №18. – С.244-251.
2. *Горев, А.Ю.* Контекстный поиск изображений в WEB-системах/ А.Ю. Горев, М.П. Шлеймович, А.О. Юдинцева// Вестник Казанского технологического университета. 2014. Т.17, №19. С.377-380.
3. *Ляшева, С.А.* Контекстный поиск изображений на основе энергетических признаков вейвлет-преобразования/ С.А. Ляшева, М.П. Шлеймович // Информационные технологии и математическое моделирование (ИТММ-2017): Материалы XVI Международной конференции имени А.Ф. Терпугова (29 сентября – 3 октября 2017 г.). – Казань, 2017. – Ч. 2. – С. 81-88.
4. *Шлеймович, М.П.* Сопоставление изображений с использованием энергетических признаков на основе вейвлет-преобразования/ М.П. Шлеймович, С.А. Ляшева// Перспективные информационные технологии (ПИТ 2016): труды Международной научно-технической конференции /под ред. С.А. Прохорова. – Самара, 2016. – С. 400-404.
5. *Шапиро, Л.* Компьютерное зрение/ Л. Шапиро, Дж. Стокман; пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.18.

УДК 621.396

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e600042e12.85050941

А.А. Калужный, А.Д. Поздняков
(г. Владимир, Владимирский государственный университет)

ВЫБОР ЧАСТОТЫ СТРОБИРОВАНИЯ ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ПЕРИОДИЧЕСКОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ ПЕРЕСТАНОВКИ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ

Проведено компьютерное моделирование восстановления формы периодического сигнала методом перестановки отсчетов. Даны рекомендации по выбору частоты стробирования.

The method is considered and computer simulation of the restoration of the shape of a periodic signal by the sample permutation method is carried out. Recommendations on the choice of gating frequency are given.

Ключевые слова: восстановление сигнала, несинхронизированное стробирование, дискретизация.

Keywords: signal recovery, unsynchronized gating, sampling.

Развитие вычислительной техники и использование алгоритмов косвенных измерений значительно расширило сферы применения численных методов оценки параметров радиосигналов [1]. Компьютер, оснащенный аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и использующий современные алгоритмы цифровой обработки, превращается в комплекс виртуальных приборов. При измерении периодических сигналов для расширения полосы пропускания приборов применяется стробирование с линейной трансформацией временного и частотного масштаба в диапазоне частот до десятков гигагерц. Положение каждого отсчета синхронизируется с периодом исследуемого сигнала так, чтобы получить заданный шаг восстановления Δt . Важным требованием является точность и стабильность частоты дискретизации, устанавливаемой в узком диапазоне значений в соответствии с выражением $F = 1/(nT_s \pm \Delta t)$, где n – целое число, T_s – период сигнала.

При синхронизированном стробировании отсчеты значений измеряемого сигнала берутся с интервалом, близким, но не равным целому числу периодов сигнала n . Число пропускаемых периодов n и число отсчетов на периоде восстановленного сигнала $T_s / \Delta t$ зависят от формы сигнала и решаемой задачи. Линейная трансформация временного масштаба предполагает синхронизацию положения отсчетов получаемых с требуемым сдвигом каждые n периодов сигнала.

Метод восстановления формы периодического дискретизированного сигнала при несинхронизированном стробировании путем перестановки или

нелинейной трансформации временного масштаба рассмотрен в работах [2,3]. Стробирование сигнала с произвольным равномерным шагом, не равным целому числу периодов сигнала, образует последовательность отсчетов, не повторяющих форму исходного сигнала. При этом рабочие частоты дискретизации могут принимать значения в более широком диапазоне значений, чем при синхронизированном стробировании. При известном периоде сигнала отсчеты переставляются на оси времени в соответствии с выражением $t_i = jT_D - iT_S$, где j – порядковый номер (целое число) отсчета; i – целое число, для которого выполняется условие $T_S \geq jT_D - iT_S > 0$; T_S и T_D – периоды сигнала и дискретизации.

Функциональная схема, реализующая метод несинхронизированного стробирования в структуре компьютерного комплекса виртуальных приборов, представлена на рис. 1. Входное устройство выполняет функции аналогового адаптера. Вычислитель устанавливает доступную частоту дискретизации АЦП, переставляет отсчеты и выводит график сигнала на монитор компьютера. Определить частоту сигнала можно по данным АЦП или в дополнительном канале виртуального измерителя.

Моделирование метода перестановки показало [4], что следует выбирать такую частоту дискретизации, для которой в периоде восстановленного сигнала укладывается целое число отсчетов N с равномерным шагом. Это условие когерентности выборки, которое можно представить в виде равенства отношений $F_D/F_S = N/M$, где F_D – частота дискретизации; F_S – частота сигнала; M – число периодов сигнала за время выборки, N – объем выборки. Отношение N/M – несократимая дробь, показывающая, какое число отсчетов N делается в M периодах сигнала. Период дискретизации сигнала задается выражением $T_D = T_S M/N$, где M – коэффициент трансформации временного масштаба, численно равный целому числу периодов сигнала укладываемых в интервале сбора массива неповторяющихся отсчетов. Формирование блока данных заданного размера N осуществляется в интервале M периодов сигнала.

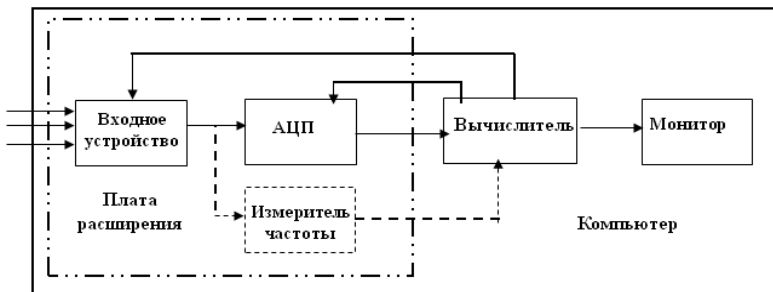


Рис. 1. Функциональная схема, реализующая метод несинхронизированного стробирования в структуре компьютерного комплекса виртуальных приборов

Для получения несократимого отношения N/M можно взять простое число M и удобное N , или удобное M и простое N , или оба простых числа. В табл. 1 приведен пример сетки значений M и N , комбинация которых является рабочим несократимым (Н) или нерабочим сократимым (С) отношением N/M . Таблица позволяет выбрать значения в МГц $F_D = N$ и $F_S = M$. Так, для частоты сигнала 1000 МГц можно выбрать частоты стробирования 3, 7, 9, 11, 13 МГц или любое другое несократимое значение. Для заданной частоты сигнала F_S можно выбрать $M = 10F_S$ и $F_D = 0.1N$, как показано в табл. 2.

Таблица 1. Пример сетки сократимого (С) и несократимого (Н) отношения N/M

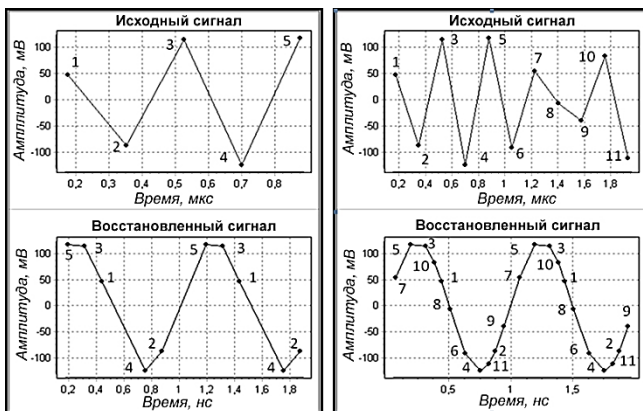
Число периодов сигнала $M = F_S$	Число точек восстановленного сигнала $N = F_D$													
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
998	Н	С	Н	С	Н	С	Н	С	Н	С	Н	С	Н	С
999	С	Н	Н	С	Н	Н	С	Н	Н	С	Н	Н	С	Н
1000	Н	С	С	С	Н	С	Н	С	Н	С	Н	С	С	С
1001	Н	Н	Н	Н	С	Н	Н	Н	С	Н	С	С	Н	Н
1002	С	С	Н	С	Н	С	С	С	Н	С	Н	С	С	С

Таблица 2. Выбор частоты дискретизации для целых значений N

Параметры	F_D [МГц] в зависимости от N при F_S 1000 [МГц]; $M = 10000$								
N	7	9	11	13	17	19	21	23	27
F_D	0,70	0,90	1,10	1,30	1,70	1,90	2,10	2,30	2,70
N	31	37	41	47	51	57	67	77	111
F_D	3,1	3,7	4,1	4,7	5,1	5,7	6,7	7,7	11,1

Исходный сигнал преобразуется в массив равноотстоящих последовательных отсчетов N с шагом T_D . При этом отношение $T_D/T_S = M/N$ показывает число периодов сигнала, укладывающихся в периоде дискретизации. На рис. 2 и 3 приведены примеры восстановления сигнала 1000 МГц при частоте дискретизации 5,7 МГц для целых значений M .

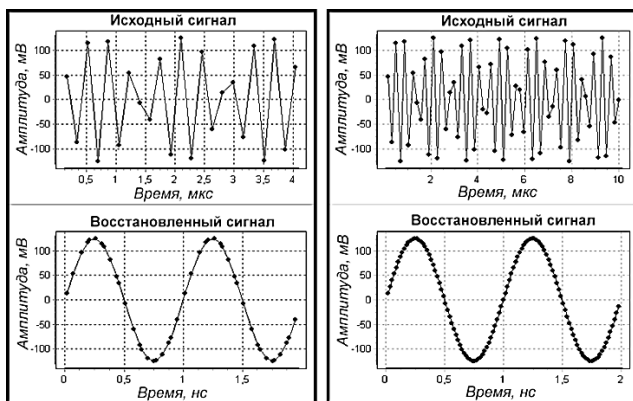
На рис. 2 а показано восстановление гармонического сигнала по 5 отсчетам на периоде для отношения $F_D/F_S = N/M = 5,7/1000 = 57/10000$, т.е. в виде несократимой дроби. Исходная последовательность отсчетов 1-2-3-4-5 формируется с шагом около 175,44 периодов сигнала, т.е. ее протяженность от 878 до 1053 нс ($M=900$). На рис. 2 б показано восстановление по 11 точкам отсчета. К последовательности 1-2-3-4-5 добавились отсчеты 6-7-8-9-10-11 в промежуточных точках восстановленного сигнала. На рис. 3 а и 3 б показано восстановление сигнала по 23 и 57 точкам отсчета. Увеличение отсчетов свыше 57 для заданных условий не дает новых промежуточных значений сигнала, дублируя уже полученные данные.



а) $M = 900$

б) $M = 2000$

Рис. 2. Восстановление сигнала по 5 и 11 точкам стробирования



а) $M = 4000$

б) $M = 10000$

Рис. 3. Восстановление сигнала по 23 и 57 точкам стробирования

Для заданной частоты сигнала F_s следует оценить значения M для доступных величин F_D по формуле $M = F_s N / F_D$. В таблицах 3 и 4 приведены возможные комбинации частот сигнала и дискретизации.

Таблица 3. Выбор частоты дискретизации для $N = 11$

Параметры	F_D [МГц] в зависимости от F_s [МГц] при $M = 10000$								
F_s	1000	1001	1002	1005	1010	1020	1050	1070	1090
F_D	1,1000	1,1011	1,1022	1,1055	1,1110	1,1220	1,1550	1,1770	1,1990
F_s	1100	1200	1500	1900	2500	3000	4000	8000	10000
F_D	1,2100	1,3200	1,6500	2,0900	2,7500	3,3000	4,4000	8,8000	11,000

Таблица 4. Выбор частоты дискретизации для $N = 7$

Параметры	F_D [МГц] в зависимости от F_S [МГц] при $M = 10000$									
	F_S	1000	1001	1002	1005	1010	1020	1050	1070	1090
F_D	0,7000	0,7007	0,7014	0,7035	0,7070	0,7140	0,7350	0,7490	0,7630	
F_S	1100	1200	1500	1900	2500	3000	4000	8000	10000	
F_D	0,7700	0,8400	1,0500	1,3300	1,7500	2,1000	2,8000	5,6000	7,0000	

Возможность восстановления ограничивается нестабильностью частот дискретизации и исследуемого периодического сигнала в интервале сбора массива отсчетов, а также диапазоном значений частоты стробирования, которая должна устанавливаться с точностью до 5 - 8 знаков, что достигается в современных схемах построения синтезаторов частот.

Компьютерное моделирование позволило сделать следующие выводы:

- Восстановление периодического сигнала методом перестановки отсчетов расширяет возможности выбора рабочих частот дискретизации АЦП.

- Частоту дискретизации при нелинейной трансформации временного масштаба следует выбирать такую, для которой в периоде восстановленного сигнала укладывается целое или близко к целому числу отсчетов с равномерным шагом.

- В зависимости от соотношения частот сигнала и дискретизации число периодов интервала стробирования M и число отсчетов на периоде сигнала N выбираются целыми исходя из требований к разрешающей способности во времени.

- Отношение числа отсчетов на периоде сигнала N к числу периодов сигнала M в интервале оценки смещения и нестабильности частоты сигнала выбирается в виде несократимой дроби с учетом требований к разрешающей способности.

Список литературы

1. Степанов, А.В. Методы компьютерной обработки сигналов и систем радиосвязи / А.В. Степанов, С.А. Матвеев. – М.: СОЛОН – Пресс, 2003. – 208 с.
2. Никитин, О.Р. Восстановление формы сигнала на экране виртуального осциллографа. Перспективные технологии в средствах передачи информации / О.Р. Никитин, В.А. Поздняков, А.Д. Поздняков // Материалы докл. четвертой междунар. науч.-техн. конф. – Владимир, 2001. – 190-192 с.
3. Поздняков, А.Д. Автоматизация экспериментальных исследований, испытаний и мониторинга радиосистем / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков. – М.: Радиотехника, 2004. – 208 с.
4. Поздняков, А.Д. Восстановление периодического сигнала в виртуальном осциллографе при несинхронизированном стробировании. Проектирование и технология электронных средств / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков, А.А. Калужный, 2017. – №3. – 52-56 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.18.

УДК 004.932

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e600b639b3.83637872

Э.С. Константинов

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ)

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ И ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Рассматривается вариант решения системы для анализа электрокардиограмм посредством использования искусственных нейронных сетей для выявления сердечных нарушений.

A solution is being considered for a system for analyzing electrocardiograms by using artificial neural networks to detect cardiac abnormalities.

Ключевые слова: электрокардиограмма, искусственные нейронные сети, вейвлет-преобразование.

Keywords: electrocardiogram, artificial neural networks, wavelet transform.

В настоящий момент во всем мире и в России наблюдается возникновение задачи распознавания образов, характерных к различным областям применения. Так, например, являются информационные системы, которые помогают формировать диагнозы заболевания пациентов.

Цель данной работы – это разработка анализа выявления отклонений от нормы на электрокардиограмме путем использования искусственных нейронных сетей (ИНС) и вейвлет-преобразования (ВП) [1, 2].

Сердечно-сосудистые патологии являются одними из часто встречающихся заболеваний в области медицины. Есть большое количество исследований состояния сердца. Но многие методы диагностики не всегда предоставляют точные сердечные отклонения.

Сети, использующие различные архитектуры и алгоритмы обучения, используются как в академических исследованиях, так и в промышленных.

Искусственные нейронные сети – это система обработки информации математических и алгоритмических методов для классификации распознавания характера, а также обнаружения таких свойств объектов, которые трудны для их выявления человеком или механическими средствами.

Нейронная сеть состоит из простых процессоров, называемых «нейронами», или «узлами», которые имеют сходство с реальными биологическими нейронами. Каждый из нейронов, связанный с другими нейронами в сети однонаправленными соединениями, различен силами или весами. Современные ИНС можно использовать как средство ранней узнаваемости во времени для процессов, зависящих от многих переменных.

На базе полученных в медицинских центрах внутрисердечных

кардиограмм выделяются отличия от анализа электрокардиограмм, полученных медицинском персоналом и посредством нейронных сетей, а также характерные отклонения. По этим отклонениям создается таблица признаков, а затем корреляционная матрица, которая позволяет выбрать наиболее важные признаки нарушений для их последующего использования в качестве входных сигналов для обучения нейронной сети.

Использование аппарата вейвлет-анализа позволяет получать подробную информацию, находящуюся как во временной, так и в частотных областях. ИНС с их высокой способностью извлекать требуемые значения из сложных или неточных предварительных данных, часто используются в качестве классификатора для распознавания образов. Первоначальные данные, которые используются при проверке системы, представляют собой цифровые сигналы внутрисердечных ЭКГ. ВП позволяют проводить анализ в нескольких временных масштабах локальных свойств нестационарного сигнала [3].

Так как ЭКГ представляет собой функцию одного аргумента, то, задав масштабирующую и вейвлет-функции, можно выполнить алгоритм быстрого вейвлет-преобразования (БВП). Для реализации вычислений БВП используется взаимосвязь между коэффициентами (аппроксимации и детализации) соседних масштабов. В ходе использования БВП к внутрисердечным ЭКГ происходило отделение коэффициентов аппроксимации и коэффициентов детализации.

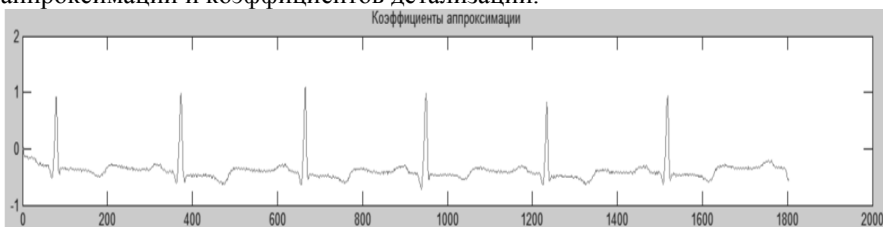


Рис.1. Сигнал, показанный в виде коэффициентов аппроксимации

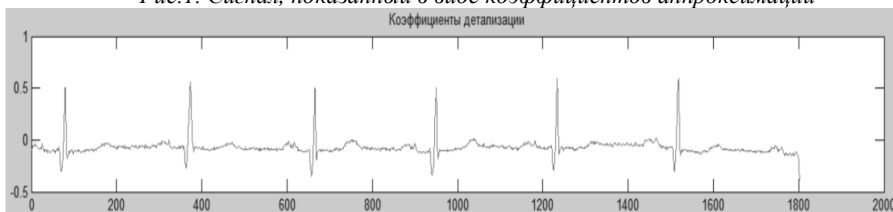


Рис.2. Сигнал, показанный в виде коэффициентов детализации

Функционирование нейронной сети происходит в два этапа: обучения и тестирования. Для обучения ИНС выбирается алгоритм Левенберга–Марквардта. Этот алгоритм подразумевает в себе свойства градиентного спуска и метода Гаусса–Ньютона и использует матрицу Якоби. Выходной сигнал каждого отдельного нейрона выходного слоя определяется формулой:

$$y_k = f \left(\sum_{i=0}^K w_{ki} f \left(\sum_{j=0}^N w_{ij} x_j \right) \right).$$

В качестве выполняющей функции каждого отдельного нейрона выбирается непрерывная сигмоидальная биполярная функция, где не простое пороговое значение типа, которая вводит два важных свойства. Во-первых, сигмоид нелинейный позволяет сети выполнять комплексные отображения ввода в выходной вектор пространств, а во-вторых, функция непрерывна и дифференцируема, что позволяет использовать градиент ошибки при обновлении весов. Для разработки обучающего правила необходима дифференцируемость вдоль всех связей НС:

$$f(x) = th(x).$$

Целевая функция минимизирования ошибки алгоритма обучения имеет вид:

$$E(W) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M [e_i(W)]^2,$$

$$e_i(W) = [y_i(W) - d_i],$$

где y – вектор в действительности выходных сигналов; d – вектор ожидаемых.

Таким образом, предложен подход, который позволяет решить задачу автоматического распознавания сердечно-сосудистых нарушений. Это увеличивает эффективность принятия решения для постановки диагноза в различных стадиях и формах представления ЭКГ. Аналогично, ИНС и ВП могут использоваться и для других задач, например, автоматический анализ качества электроэнергии в сети или информативных электромагнитных излучений от электронных средств [4, 5].

Список литературы

1. Шлеймович, М.П. Вычисление признаков изображений на основе вейвлет-преобразования/ М.П. Шлеймович, С.А. Ляшева, А.П. Кирпичников // Вестник Казанского технологического университета. – 2015. – Т.18. – № 18. – С. 223-228.
2. Шлеймович, М.П. Выделение границ на изображениях на основе модели энергетических признаков вейвлет-преобразования/ М.П. Шлеймович, А.П. Кирпичников, С.А. Ляшева, М.В. Медведев// Вестник технологического университета. – 2017. – Т.20. – № 21. – С. 103-107.
3. Григорьев, Д.С. Применение нейронной сети и дискретного вейвлет-преобразования для анализа и классификации электрокардиограмм/ Д.С. Григорьев, В.Г. Спицын // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 321. – № 5 – С. 57-61.
4. Гизатуллин, З.М. Анализ качество электроэнергии в однофазной сети электропитания 220 Вольт 50 Герц / З.М. Гизатуллин, Р.М. Гизатуллин // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2012. – №7-8. – С. 63-71.
5. Гизатуллин, З.М. Простая методика исследования электромагнитного излучения от электронных средств/ З.М. Гизатуллин, М.Г. Нуриев, М.С. Шкиндеров, Ф.Р. Назметдинов // Журнал радиоэлектроники. – 2016. – №9. – С. 7.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18

УДК: 658.5.011

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e601666ff2.86215355

А.А. Майоров, И.Ф. Мингазов, Э.Х. Галиев
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А.Н. Туполева-КАИ)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР ДЛЯ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛОВ ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ДОЗВУКОВОГО САМОЛЕТА

Представлена обработка экспериментальных данных с помощью программы Mathcad.

This article presents the processing of experimental data using the Mathcad program.

Ключевые слова: ионно-меточный датчик, коэффициент линейной корреляции, вычисления.

Keywords: ion-label sensor, linear correlation coefficient, calculations.

Совершенствование летно-технических характеристик самолетов и вертолетов, развитие и расширение области применения малоразмерных и беспилотных ЛА обуславливает необходимость пополнения арсенала средств измерения воздушно-скоростных параметров ЛА. При этом в зависимости от объекта применения они должны удовлетворять определенной совокупности требований по функциональным, метрологическим, эксплуатационным, конструктивно-компоновочным и другим характеристикам, которые не представляется возможным реализовать при использовании традиционных методов измерения, что определяет актуальность исследования и разработки новых принципов преобразования воздушно-скоростных параметров ЛА.[1]

В ходе экспериментальных исследований ионно-меточного датчика аэродинамических углов типа ДАУ-М и штатного флюгерного датчика типа ДАУ-72 были получены данные (табл. 1), которые необходимо обработать и получить оценку степени связи сигналов ДАУ-М с ДАУ-72. Для этого необходимо найти числовое значение коэффициента линейной корреляции, который покажет степень связи сигналов. Применение программы Mathcad упростит работу с расчетами, так как его достаточно удобно использовать для вычислений и инженерных расчетов.

Таблица 1. Итоги экспериментальных исследований

№	Время полета, с	ДАУ-72, град. (Y)	ДАУ-М, град. (X)
1	690	7,9	9,3
2	691	7,0	9,0
3	692	6,9	8,5
4	693	6,1	8,0
5	694	5,8	7,5

Окончание табл.1

№	Время полета, с	ДАУ-72, град. (У)	ДАУ-М, град. (Х)
6	695	5,0	6,9
7	696	5,7	7,2
8	697	6,3	7,7
9	698	6,0	7,5
10	699	7,0	8,2
11	700	6,5	7,8
12	701	6	7,3
13	702	5,5	6,8
14	703	8	8,5
15	704	8	8,5
16	705	8,2	8,7
17	706	8,4	8,9
18	707	8,5	9
19	708	8,7	9,2
20	709	8,9	9,3

В табл. 1 приведены реализации сигналов, записанных при полете в режиме равномерного ускорения.

По значениям сигналов, приведенных в таблице, построен график изменения сигналов во времени (рис.1.).

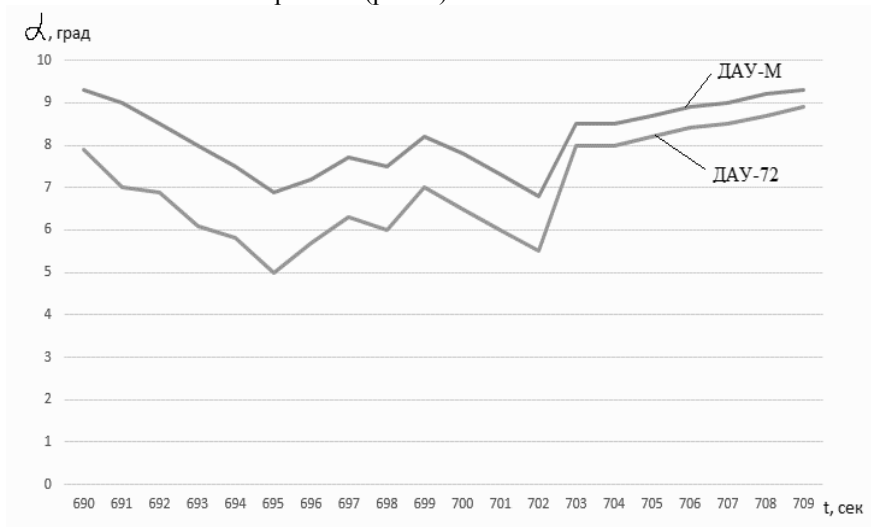


Рис. 1. График изменения сигналов во времени.

Из графика (рис.2) видно, что сигналы ДАУ-М, ДАУ-72 имеют одинаковый характер.

С целью получения количественных оценок степени связи сигналов ДАУ-М с ДАУ-72 проведена статистическая обработка их числовых значений. Найдем числовое значение коэффициента линейной корреляции, прописав все необходимые формулы на рабочем листе программы.

$$r = \sigma_{xy} / \sigma_x \sigma_y,$$

где $\sigma_{xy} = N^{-1} \sum (x_i - x_{cp})(y_i - y_{cp})$ – смешанный второй момент;

$$\sigma_x^2 = N^{-1} \sum (x_i - x_{cp})^2$$
 – стандартное отклонение массива x ;

$$\sigma_y^2 = N^{-1} \sum (y_i - y_{cp})^2$$
 – стандартное отклонение массива y ;

$$x_{cp} = N^{-1} \sum x_i$$
 – среднее значение x ;

$$y_{cp} = N^{-1} \sum y_i$$
 – среднее значение y .

Найдем неизвестные величины и коэффициент линейной корреляции

$$\sigma_{xy} = 17,304 / 20 = 0,86;$$

$$\sigma_x^2 = 27,89 / 20 = 1,394;$$

$$\sigma_y^2 = 12,59 / 20 = 0,63;$$

$$r = 0,86 / (1,18 * 0,79) = 0,92.$$

Коэффициент линейной корреляции сигналов ДАУ-М и ДАУ-72 равен $r=0,92$. Это свидетельствует о высокой степени связи характеров сигналов.

Используя значения сигналов датчиков методом наименьших квадратов, найдем коэффициенты уравнения, связывающего эти сигналы. И тут снова нам помогает программа Mathcad.

$$y = A + Bx,$$

где y – сигнал меточного ДАУ, x – сигнал флюгерного ДАУ.

$$A = \{ (\sum x_i^2)(\sum y_i) - (\sum x_i)(\sum x_i y_i) \} / \Delta;$$

$$B = \{ N(\sum x_i y_i) - (\sum x_i)(\sum y_i) \} / \Delta,$$

где $\Delta = N(\sum x_i^2) - (\sum x_i)^2$ (суммирование \sum производится от $i=1$ до N).

Методом наименьших квадратов определены коэффициенты уравнения линейной регрессии $\alpha_M = 0,62\alpha_\phi + 3,83^\circ$, где α_M – значение сигнала меточного датчика ДАУ-М; α_ϕ – значение сигнала флюгерного датчика ДАУ-72.

Осталось построить график зависимости сигнала Y от X , используя при этом полученное уравнение и реальное положение экспериментальных точек. (рис.2.)

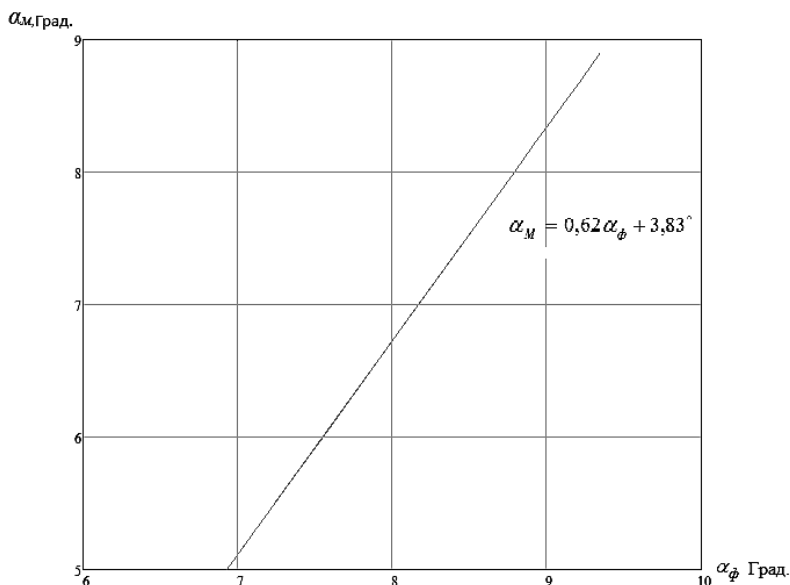


Рис.2. График линейной регрессии сигналов

Анализ этих результатов свидетельствует о незначительном увеличении чувствительности меточного ДАУ относительно флюгерного. Однако, как видно из уравнения, значительно возросли постоянная составляющая и разброс сигналов относительно линейной зависимости. Последнее, очевидно, связано с особенностями обтекания потоком мест установки ДАУ. Кроме того, следует учитывать, что меточный ДАУ работает в пограничном слое, в отличие от флюгерного датчика.

Таким образом, в результате испытаний экспериментального образца меточного ДАУ выявлено, что в диапазоне дозвуковых скоростей показания меточного ДАУ почти совпадают с показаниями флюгерного датчика с учетом их размещения на противоположных бортах ЛА.

Список литературы

1. Солдаткин, В.М. Методы и средства измерения аэродинамических углов/ В.М. Солдаткин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. – 448 с.

Материал поступил в редколлегию 29.09.18.

УДК 681.5

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e6021283d3.01913762

М.В. Максимова, Б.И. Семенов
(г. Чебоксары, Волжский филиал Московского автомобильно-дорожного
государственного технического университета)

ПОСТРОЕНИЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИКИ НА ОСНОВЕ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Рассматривается построение интеллектуальной платформы для устройств автоматики на основе правил нечеткой логики.

The article considers the construction of an intelligent platform for automation devices based on fuzzy logic rules.

Ключевые слова: интеллектуальные датчики, микропроцессор, интеллектуальная платформа, правила нечеткой логики.

Keywords: Intelligent sensors, microprocessor, intellectual platform, fuzzy logic rules.

В настоящее время широкое распространение получили принципиально новые измерительные преобразователи – интеллектуальные датчики. Использование интеллектуальных датчиков (ИД) дает возможность по-новому подойти к распределению функций между основными элементами систем контроля и управления, в частности освободить центральный процессор от необходимости обработки больших объемов первичной информации.

Интеллектуальные датчики, содержащие в одном корпусе преобразователь и микропроцессор, позволяют выполнять основные операции по преобразованию и повышению достоверности измерительной информации в месте ее возникновения.

ИД представляют собой совокупность аппаратных и программных средств, обеспечивающих отображение свойств объекта контроля или управления в виде некоторой структуры данных, формируемых в результате обработки выходного сигнала измерительного преобразователя по определенному алгоритму [5].

Использовать ИД можно, например, в качестве недорогого автомобильного черного ящика, который будет в реальном времени фиксировать такие параметры, как скорость автомобиля, его положение в пространстве, градус поворота рулевого колеса, силу, с которой водитель жмет на педали, и т.д. Это позволит реализовывать очень точные математические модели аварийных и предаварийных ситуаций. Запись параметров на съемное ПЗУ будет проводиться с разной частотой (прямо

пропорциональной скорости движения автомобиля или его ускорению) для экономии свободного места.

Структурная схема платформы такого устройства представлена на рис. 1.

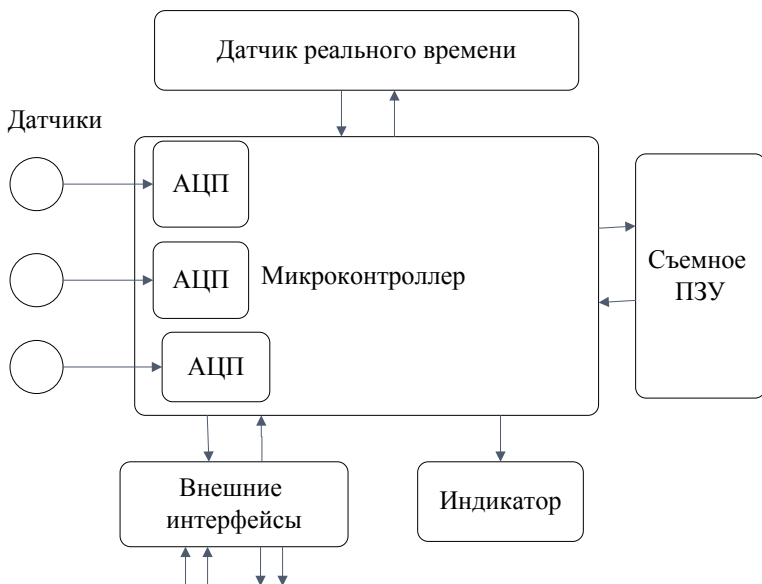


Рис. 1. Структурная схема платформы

Отметим, что фиксировать значения, полученные с датчиков, постоянно с максимальной частотой нецелесообразно, так как карта памяти, не зависимо от того, какой будет ее объем, будет достаточно быстро заполняться не всегда полезными данными. Использование так называемого «черного ящика» позволит подробно восстанавливать событийную картину на основе показаний с нескольких датчиков. Платформа должна фиксировать эти показания только тогда, когда это потребуется – то есть показания какого-либо из датчиков будут приближаться к некоторому критическому значению, при достижении которого неизбежна авария или сбой. Частота, с которой показания будут фиксироваться, будет вычисляться по нечетким правилам. Также отметим и тот факт, что применить нечеткие правила нужно только к показаниям с одного датчика. Остальные показания будут зафиксированы независимо от их значений. Фиксация значений, значимых для определения состояний в критических ситуациях, выглядит так: значение физической величины при аварии или предаварийной ситуации равно некоторому значению «n», возможен сбой. В этом случае невозможно точно определить, будет авария или нет. Это и есть проявление нечеткой логики для интеллектуальной платформы: сбой и его априорная регистрация может быть в данном случае как просто получение сбоя, так и не выход на сбой: события здесь предсказываются с некоторой долей уверенности (рангом).

Лингвистической переменной является измеренное значение. «Близко», «Очень близко» и «Авария» – лингвистические термы. Переменной «Очень близко» к сбою, которая может принимать значения в диапазоне от 0,001 до 0,3, зададим термы «Особое», «Обычное» и «Не фиксировать». Теперь необходимо задать выходные переменные. В рассматриваемом примере достаточно одной переменной, которая будет называться «Да». Она может содержать термы: «Да», «Нет».

Рассчитаем общее время задержки при использовании датчика, для этого сложим время датчика, микропроцессора и карты памяти по формуле

$$\Delta t_{\Sigma} = \Delta t_{датч} + \Delta t_{мк} + \Delta t_{фк}. \quad (1)$$

$$\Delta t_{\Sigma} = 1,5 \cdot 10^{-6} + 6 \cdot 10^{-6} + 1,1 \cdot 10^{-6} = 8,6 \cdot 10^{-6}.$$

Найдем число измерений, где время регистра микропроцессора равно 3600 сек, где $Count$ – количество измерений

$$Count_{изм} = \frac{t_{рег}}{\Delta t_{\Sigma}} = \frac{3600}{8,6 \cdot 10^{-6}} = 418. \quad (2)$$

$Count_{изм} = 418$ миллионов измерений.

Найдем объем карты по формуле

$$W_{фк} = Count_{изм} \cdot 2 = 836 \text{ Мб}. \quad (3)$$

Найдем объем буфера датчика и микроконтроллера

$$W_{буф1} = \frac{t_{датч}}{\Delta t_{мк}} \cdot 16 \text{ разрядов} = \frac{1,5}{6} \cdot 16 = 4.$$

Четыре регистра требуется для работы микроконтроллера с датчиком.

Найдем объем буфера флеш-карты и микроконтроллера

$$W_{буф2} = \frac{t_{фк}}{\Delta t_{мк}} \cdot 16 \text{ разрядов} = \frac{1,5}{6} \cdot 16 = 2,93.$$

Два регистра требуется для работы микроконтроллера с датчиком.

Таким образом, интеллектуальная платформа с элементами нечеткой логики будет работать по следующему принципу: данные с датчиков и фиксация их будут фазифицированы, обработаны согласно табличным правилам, дефазифицированы, и полученные данные в виде управляющих сигналов поступят на флеш-карту. Общая структура нечетких вычислений показана на рис. 2.

Реализация весьма перспективна, так как имеет обширную область применения, реализацию нововведений, таких как: привязку измерений к значениям реального времени/даты, использование элементов нечеткой логики для оценки критичности и значимости фиксируемых данных, специфический алгоритм записи данных с использованием уникальных форм записи, и использование суперконденсаторов в качестве источников автономного питания. Помимо этого можно отметить низкое энергопотребление устройства, конкурентоспособную цену, безопасность

эксплуатации устройства и практически полное отсутствие отрицательного влияния на экологию.

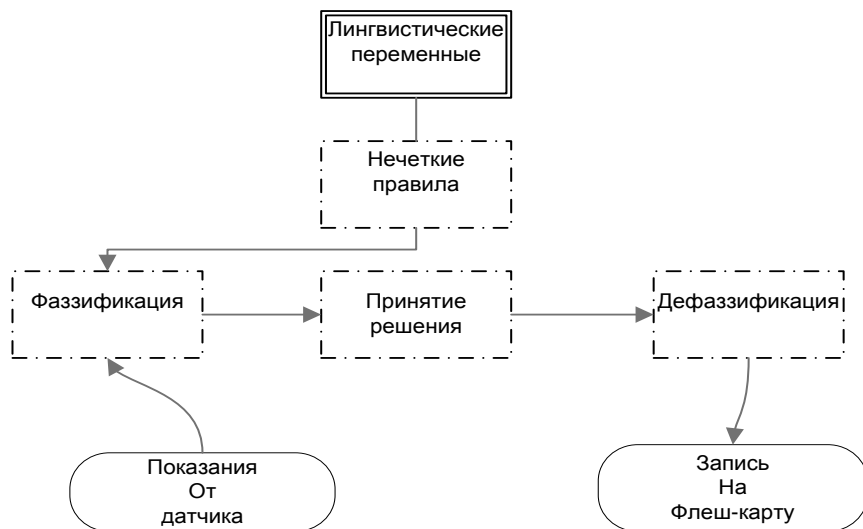


Рис. 2. Общая структура нечетких вычислений

Для программирования нечеткого управления достаточно сложным вопросом является последующая трансляция на традиционный язык программирования. После того, как код переведен на требуемый язык программирования, можно преобразовывать программу в код для конкретного микроконтроллера. Этот код программируется отдельно от контроллера (т.е. платформа не является обучаемой), а затем готовая база решений вносится в ПЗУ микроконтроллера, и платформа начинает работать по записанной программе. Когда потребуется изменить программу, она переписывается вне микроконтроллера и заносится снова.

Список литературы

1. Бейлина, Р.А. Микроэлектронные датчики / Бейлина Р.А., Грозберг Ю.Г., Довгяло Д.А. – Новополюцк ПГУ, 2001. – 270 с.
2. Котюк, А.Ф. Датчики в современных измерениях /А.Ф. Котюк. – М.: Радио и связь, 2006. – 235 с.
3. Осадчий, Е.П. Проектирование датчиков для измерения механических величин: учебное пособие. – М.: Машиностроение, 1979. – 300 с.
4. Джексон, Р.Г. Новейшие датчики / под ред. Лучинина В.В. – М.: Техносфера, 2007. – 246 с.
5. Раннев, Г.Г. Интеллектуальные средства измерений: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Раннев. – М.: Издательский центр «Академия», 2011. – 272 с.

Материал поступил в редколлегию 15.10.18.

УДК 681.2.002.56

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e604b543a9.38509808

И.А. Мельников

(г. Ижевск, АО «Ижевский электромеханический завод «Купол»)

И.В. Штенников

(г. Ижевск, Ижевский государственный технический университет
им. М.Т. Калашникова)

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УСТРОЙСТВО БЕСКОНТАКТНОГО КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ТЕЛ

На основе платы Arduino nano с микроконтроллером Atmega328p и ИК датчика температуры MLX90614 разработано устройство бесконтактного контроля температуры тел.

Based on the Arduino nano board with the Atmega328p microcontroller and the IR temperature sensor MLX90614, a device for contactless temperature control of bodies has been developed.

Ключевые слова: температура, бесконтактный контроль, ИК датчик температуры, плата Arduino nano, микроконтроллер

Keywords: temperature, non-contact control, IR temperature sensor, Arduino nano board, microcontroller.

При вакуумном хромировании внутренней поверхности полых деталей для контроля и управления процессом нанесения покрытий методом термического испарения известно применение устройств бесконтактного контроля температуры резистивного испарителя [1-3].

В работе [4] рассмотрена принципиальная возможность реализации бесконтактного контроля температуры резистивного испарителя на основе микропроцессорного устройства и применения в его составе ИК-датчика температуры, располагающегося непосредственно в вакуумной камере, входящего в состав технологической оснастки для нанесения покрытия.

В связи с этим проведены разработка, изготовление и экспериментальное опробование микропроцессорного устройства бесконтактного контроля температуры тел, которое обеспечивает обработку сигнала с бесконтактного датчика температуры, вывод информации о температуре объекта на дисплей и выдачи сигнала на устройство управления температурным режимом контролируемого тела.

В состав устройства входят ИК датчик MLX90614, плата Arduino nano с микроконтроллером Atmega328p и 16-ти символьный 2-х строчный дисплей.

ИК датчик MLX90614 отличается малыми размерами, небольшой стоимостью и возможностью контролировать температуру тел в пределах от – 70°C до +380°C. На выходе датчика формируется цифровой код, который передается на микроконтроллер по I2C интерфейсу. Для исключения влияния солнечного света на результаты измерения температуры тел датчик имеет

оптический фильтр, который отсекает видимую и ближнюю инфракрасную область спектра лучистого потока [5].

Плата Arduino nano обеспечивает программирование микроконтроллера Atmega328p подключением ее к персональному компьютеру через USB-B кабель, исключая применение для этого дополнительного программатора. Для программного обеспечения Arduino IDE существует большое число общедоступных библиотек - сборников подпрограмм, объектов [6, 7], применение которых позволяет составить, проверить, скомпилировать и загрузить программу в микроконтроллер платы Arduino nano.

Структурная схема разработанного устройства представлена на рис. 1, в которой излучение объекта поступает на ИК датчик температуры MLX90614, преобразуется в цифровой код и обрабатывается микроконтроллером Atmega328p в соответствии с разработанной программой. Затем информация о температуре выводится на внешнее устройство – дисплей. В программе задается допустимый диапазон изменения температуры тела. При отклонении значения температуры за пределы заданного диапазона загорается сигнальный светодиод, который имитирует выдачу сигнала на управляемый источник питания [7].

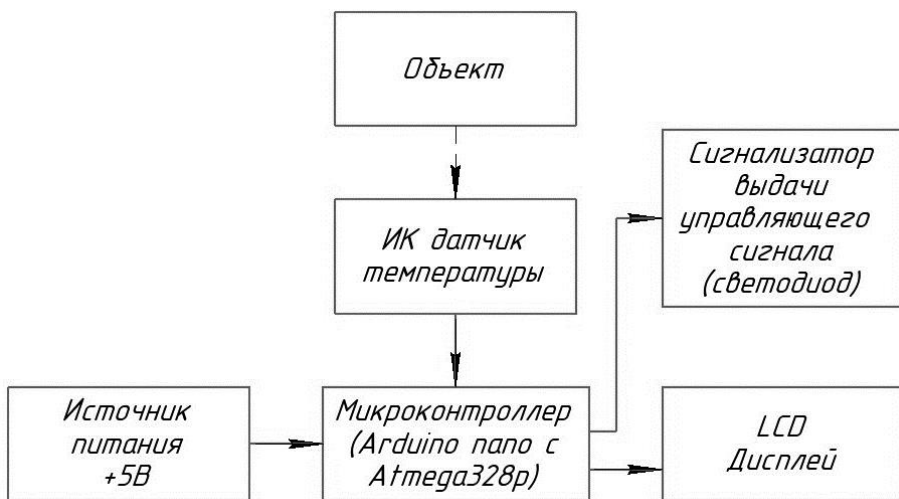


Рис.1. Структурная схема устройства бесконтактного контроля температуры тел

На рис. 2 приведена электрическая принципиальная схема устройства. Данные от ИК датчика MLX90614 передаются на микроконтроллер Atmega328p по I2C интерфейсу. ИК датчик подключается к плате Arduino nano: вывод GND датчика к одноименному выводу GND платы, вывод SDA (шина данных) датчика к выводу A4 (соответствующая функция SDA) платы,

вывод SCL (шина тактов) датчика к выводу A5 (соответствующая функция SCL) платы, вывод VDD датчика к выводу 3V3 (питание 3,3 В) платы [8].

Дисплей подключается по 4-битному способу передачи данных (D4, D5, D6, D7 дисплея к D5, D4, D3, D2 платы соответственно). Резистор R1 обеспечивает оптимальную контрастность выводимых символов [9].

Сигнальный светодиод HL подключается анодом к выводу D12 платы, настроенному на выход, а катодом – к выводу GND платы.

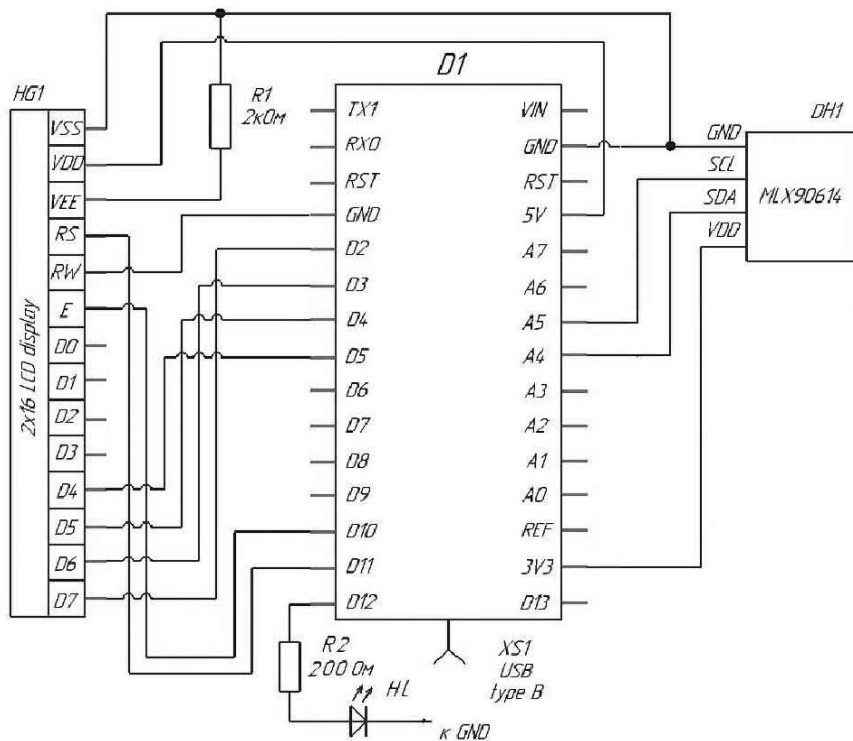


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема устройства бесконтактного контроля температуры тел

Согласно с разработанной схемой (рис.2), изготовлено устройство бесконтактного контроля температуры тел и проведено его экспериментальное опробование при определении температуры воды в зависимости от расстояния ИК датчика MLX90614 от ее поверхности. Схема проведения экспериментальных исследований приведена на рис. 3.

Вода в емкости объемом 250 мл нагревалась до температуры 50-60°C, которая контролировалась жидкостным термометром ТУ 25-2022.0006-90 [9]. ИК датчик температуры MLX90614 разработанного устройства располагался и фиксировался на различных расстояниях от поверхности воды с шагом

0,5 см. Показания разработанного микропроцессорного устройства и термометра одновременно фиксировались и сводились в таблицу.

В результате экспериментальных исследований установлено, что наибольшая точность измерения температуры воды достигается при расположении ИК датчика MLX90614 на расстоянии не более 0,5 см от поверхности воды. Погрешность измерения не превышает 1%. С увеличением расстояния до 8 см погрешность измерения температуры возрастает и достигает величины около 28%, что связано с наличием в датчике встроенной короткофокусной оптической системы, которая не предусматривает контроля температуры тел на удаленном расстоянии.

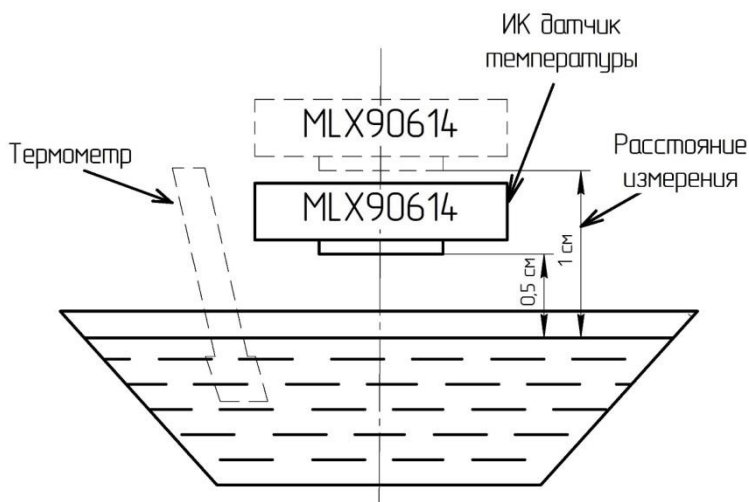


Рис.3. Схема проведения эксперимента по определению температуры жидкости

Таблица
Результаты экспериментального опробования микропроцессорного устройства бесконтактного контроля температуры тел

Расстояние от поверхности жидкости, см	Показания MLX90614, °C	Показания термометра, °C	Абсолютная погрешность $\Delta t = t_{\text{терм}} - t_{\text{инк.}}$, °C	Относительная погрешность $\Delta t / t_{\text{терм}}$, %
0,5	57,53	58	0,47	0,81
1	55,43	57	1,57	2,75
1,5	53,9	56	2,1	3,75
2	51,79	55	3,21	5,83
2,5	50,20	54	3,8	7,04
3	48,47	54	5,53	10,24
3,5	46,81	53	6,19	11,68
4	44,69	52	7,31	14,06
6	40,50	52	11,5	22,11
8	37,08	51	13,92	27,29

Таким образом, экспериментальное опробование разработанного устройства показало его работоспособность для бесконтактного контроля температуры тел и возможность его применения в устройствах контроля и автоматического поддержания температурного режима работы резистивного испарителя в вакуумных установках.

Список литературы

1. Устройство для бесконтактного контроля температуры испарителя в вакуумных установках: авторское свидетельство № 1241839 СССР: кл. G 01 J 5/08, 30.10.1984./О.И. Шаврин, В.И. Сидоренко, И.В. Штенников.
2. Устройство для бесконтактного контроля температуры испарителя в вакуумных установках: авторское свидетельство № 1380374 СССР: кл. G 01 J 5/08, 10.06.1986./В.И. Сидоренко, О.И. Шаврин, И.В. Штенников, В.А. Вислогузов.
3. *Штенников, И.В.* Устройство бесконтактного контроля температуры резистивного испарителя / И.В. Штенников, Т.С. Попов// Сб. материалов X Всерос. науч.-техн. конф. С междунар. Участием (Ижевск, 12-14 нояб. 2014 г.). – Ижевск, 2015. – С. 336–339.
4. *Штенников, И.В.* Разработка устройства бесконтактного контроля температуры резистивного испарителя в вакуумных установках/ И.В. Штенников, И.А. Мельников // «Приборостроение в XXI веке - 2017. Интеграция науки, образования и производства» [Электронный ресурс]: сб. материалов XIII Междунар. науч.-техн. конф. (Ижевск, 22-24 нояб. 2017 г.). – Ижевск, 2018.–С 497-503.
5. Melexis inspired engineering // Products // Digital plug & play infrared thermometer in a TO-can [Электронный ресурс] // США [Сайт] – URL: <https://www.melexis.com/en/product/MLX90614/Digital-Plug-Play-Infrared-Thermometer-TO-Can> (дата обращения 30.01.2018г.).
6. Все об Arduino // Arduino master [Электронный ресурс] // Россия [Сайт] – URL: <https://arduinomaster.ru/biblioteki-arduino/skachat-biblioteki-arduino/> (дата обращения 30.06.2018г.)
7. *У. Грейман.* Библиотека I2C интерфейса для Arduino (пакет файлов)// William Greiman Arduino I2Cmaster Library 2010 [Электронный ресурс]// США [Сайт] – URL: <https://github.com/landis/arduino/blob/master/libraries/I2cMaster/I2cMaster.h> (дата обращения 30.01.2018г.).
8. Электроника52 // Клуб Arduino [Электронный ресурс] // Россия [Сайт] – URL: <http://www.electronica52.in.ua/proekty-arduino/podkluchaem-k-arduino-mlx90614-irtermometer/> (дата обращения 23.02.2018г.)
9. Arduino-diy.com // Жидкокристаллический дисплей (LCD) 1602 и Arduino [Электронный ресурс] // Россия [Сайт] – URL: <http://arduino-diy.com/arduino-zhidkokristallicheskiy-displey-LCD-1602> (дата обращения 30.03.2018г.)
10. Термометры технические жидкостные ТУ 25-2022.0006.90 [Электронный ресурс] // Россия [Сайт] – URL: http://www.danomsk.ru/upload/iblock/604/127467_ff23756864551f1aa92d78aad3c6628.pdf (дата обращения 21.03.2018г.)

Материал поступил в редколлегию 25.09.18.

УДК 531.749.1

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e6057e8241.73780926

Д.Г. Миловзоров, А.В. Буторин, Г.В. Челюмов
(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕОНАВИГАЦИОННЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С ТРЕХКОМПОНЕНТНЫМИ АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКИМИ ДАТЧИКАМИ

Приводятся базовые положения теории пространственной ориентации твердых тел применительно к задачам геонавигации, разрабатываются основные математические модели геонавигационных информационно-измерительных систем с трехкомпонентными акселерометрическими датчиками с использованием методов матриц и кватернионов.

The basic concepts of the spatial orientation theory applicable to geo-navigation problems are presented, basic mathematical models of geo-navigation information-measuring systems with three-component accelerometric sensors are developed using the methods of matrices and quaternions.

Ключевые слова: геонавигационная информационно-измерительная система, трехкомпонентный акселерометрический преобразователь, метод матриц, метод кватернионов.

Keywords: geo-navigation information-measuring system, three-component accelerometer transducer, matrix method, quaternion method.

Теория ориентации твердых тел имеет давнюю историю и по мере своего развития как наука достигла определенного уровня в решении задач пространственного позиционирования объектов относительно базовой (основной) трехмерной прямоугольной правой системы координат $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$, связанной с двумя неколлинеарными векторами \vec{m} – полным вектором индукции геомагнитного поля и \vec{g} – вектором ускорения свободного падения (рис. 1).

При горизонтальном исходном положении корпуса геонавигационной системы (ГНС) его продольная ось OX_k , как правило, лежит в горизонтальной плоскости OX_0Y_0 (рис. 1), а ось OZ_k совпадает с осью OZ_0 базовой системы координат $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$.

В современных ГНС в качестве векторно-измерительных преобразователей (ВИП) используют трехкомпонентные акселерометрические преобразователи (ТАП), чувствительные к гравитационному полю Земли.

Задачи математического моделирования ТАП представляют собой классические задачи теории пространственной ориентации твердых тел. В моделировании ТАП используют известные математические методы аналитической геометрии, сферической тригонометрии и др. [1], среди

которых, в качестве предпочтительных, следует выделить матричный метод и метод кватернионов [2].

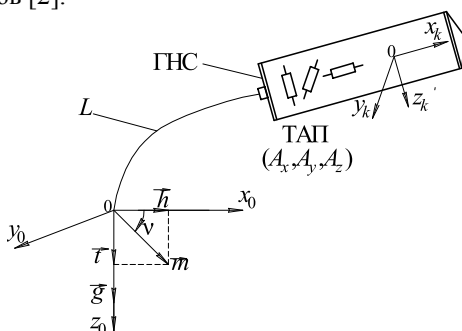


Рис. 1. Базовая система координат $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ и базис корпуса ГНС $R_k(0, X_k, Y_k, Z_k)$ при его горизонтальном начальном положении

Сам процесс математического моделирования ТАП включает несколько этапов:

- разбиение сложных пространственных положений подвижных объектов на последовательность отдельных плоских поворотов основного базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ вокруг своих осей;
- формирование векторно-матричных уравнений, устанавливающих связь измеряемых проекций вектора \vec{g} с его проекциями в основном базисе $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ или формирование результирующих кватернионов;
- решение векторно-матричных уравнений или определение компонент результирующего кватерниона с последующим получением системы трех скалярных уравнений связи измеряемых проекций вектора \vec{g} с искомыми углами пространственной ориентации;
- решение систем скалярных уравнений и получение математических моделей ТАП в виде аналитических зависимостей искомых углов от измеряемых проекций вектора \vec{g} .

Такая последовательность этапов позволяет получать и анализировать лишь базовые математические модели без учета влияния внешних дестабилизирующих факторов – температуры, вибраций, ударов и т.д. Кроме того, при моделировании также последовательно принимают ряд допущений:

- акселерометрические датчики обладают линейными статическими характеристиками «выход-вход»;
- акселерометрические датчики имеют одинаковую крутизну статических характеристик и нормированные масштабирующие коэффициенты;
- оси чувствительности акселерометрических датчиков взаимно ортогональны и совпадают с соответствующими осями базиса корпуса $R_k(0, X_k, Y_k, Z_k)$.

При движении по криволинейной траектории L геонавигационная система (рис. 1) совершает сложные пространственные эволюции, которые в

каждой точке траектории L можно представить в виде совокупности отдельных плоских поворотов, что соответствует ортогональным преобразованиям основного базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ во вновь образуемый базис $R_k(0, X_k, Y_k, Z_k)$, связанный с самим перемещающимся объектом [3]. Первый поворот осуществляется вокруг оси OY_0 на угол тангажа β , отсчитываемый в вертикальной плоскости между касательной к траектории и вектором ускорения свободного падения. Второй поворот осуществляется вокруг оси OX_0 на угол крена ψ – угол поворота объекта вокруг собственной продольной оси, отсчитываемой в плоскости, перпендикулярной траектории движения.

В соответствии с матричным методом теории пространственной ориентации твердых тел в общем виде векторно-матричное уравнение (ВМУ) имеет следующий вид [4]:

$$\vec{W}_{Rk} = \left[A_{\Sigma} \right] \vec{W}_{R0} = \left[\prod_{i=1}^n \{ A_{\delta_i(j)} \} \right] \vec{W}_{R0}, \quad (1)$$

где $\vec{W}_{R0}(w_{x0}, w_{y0}, w_{z0})$ – вектор в основном базисе $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$;

$\vec{W}_{Rk}(w_{xk}, w_{yk}, w_{zk})$ – вектор в образуемом базисе $R_k(0, X_k, Y_k, Z_k)$;

$A_{\Sigma} = \prod_{i=1}^n \{ A_{\delta_i(j)} \}$ – результирующая матрица, определяемая произведением соответствующих матриц направляющих косинусов $A_{\delta_i(j)}$ отдельных поворотов базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ на углы δ_i вокруг j -осей.

Применительно к ГНС (рис. 1) ВМУ для ТАП будет иметь вид:

$$\vec{g}_{Rk} = \prod_{i=1}^2 \{ A_{\delta_i(j)} \} \vec{g}_{R0} = A_{\psi(x)} A_{\beta(y)} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $A_{\psi(x)}$ и $A_{\beta(y)}$ – матрицы направляющих косинусов поворотов базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ вокруг оси OX на угол крена ψ и вокруг оси OY на угол тангажа β соответственно.

Решение представленной задачи пространственной ориентации можно выполнить также и с помощью теории кватернионов [2]. Результирующий кватернион в этом случае будет иметь вид:

$$\Lambda_p = \Lambda_{\beta(y)} \circ \Lambda_{\psi(x)} = \left(\cos \frac{\beta}{2} + i_2 \sin \frac{\beta}{2} \right) \circ \left(\cos \frac{\psi}{2} + i_1 \sin \frac{\psi}{2} \right). \quad (3)$$

Система уравнений для проекций выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} r'_1 &= \left[(\lambda_0)^2 + (\lambda_1)^2 - (\lambda_2)^2 - (\lambda_3)^2 \right] r_1 + 2(\lambda_1 \lambda_2 + \lambda_0 \lambda_3) r_2 + 2(\lambda_1 \lambda_3 - \lambda_0 \lambda_2) r_3 \\ r'_2 &= 2(\lambda_1 \lambda_2 - \lambda_0 \lambda_3) r_1 + \left[(\lambda_0)^2 - (\lambda_3)^2 - (\lambda_1)^2 + (\lambda_2)^2 \right] r_2 + 2(\lambda_2 \lambda_3 - \lambda_0 \lambda_1) r_3 \\ r'_3 &= 2(\lambda_1 \lambda_3 + \lambda_0 \lambda_2) r_1 + 2(\lambda_2 \lambda_3 - \lambda_0 \lambda_1) r_2 + \left[(\lambda_0)^2 + (\lambda_3)^2 - (\lambda_1)^2 - (\lambda_2)^2 \right] r_3 \end{aligned} \right\}. \quad (4)$$

С учетом (3) система уравнений (4) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} g_x &= 2(\lambda_1\lambda_3 - \lambda_0\lambda_2)g \\ g_y &= 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1)g \\ g_z &= [(\lambda_0)^2 + (\lambda_3)^2 - (\lambda_1)^2 - (\lambda_2)^2]g \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где λ_i – элементы результирующего кватерниона Λ_p :

$$\lambda_0 = \cos \frac{\beta}{2} \cos \frac{\psi}{2}; \lambda_1 = \cos \frac{\beta}{2} \sin \frac{\psi}{2}; \lambda_2 = \sin \frac{\beta}{2} \cos \frac{\psi}{2}; \lambda_3 = -\sin \frac{\beta}{2} \sin \frac{\psi}{2}. \quad (6)$$

Решением ВМУ (2) и решением системы уравнений (5) являются система скалярных уравнений и базовые математические модели ТАП в ГНС:

$$\left. \begin{aligned} g_x &= -\sin \beta \\ g_y &= \sin \psi \cos \beta \\ g_z &= \cos \psi \cos \beta \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} \psi &= \arctg \frac{g_y}{g_z} \\ \beta &= \arctg \frac{-g_x}{\sqrt{[g_y]^2 + [g_z]^2}} \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

Полученные ВМУ, системы уравнений и выражения (2)–(7) представляют собой базовые (основные) уравнения и математические модели ТАП в ГНС (рис. 1).

Таким образом, в данной статье с применением классических методов теории пространственной ориентации твердых тел представлена в рамках принятых допущений совокупность базовых математических моделей трехкомпонентных векторно-измерительных преобразователей с акселерометрическими датчиками, входящими в состав геонавигационных систем. Данные модели представляют собой основу для последующей разработки и анализа обобщенных математических моделей информационно-измерительных систем контроля параметров пространственной ориентации, а также для разработки и проведения комплексных исследований погрешностей определения искомых параметров по измеряемым сигналам.

Список литературы

1. *Ишлинский, А.Ю.* Ориентация, гироскопы и инерциальная навигация / А. Ю. Ишлинский. – М.: Наука, 1976. – 670 с.
2. *Бранец, В. Н.* Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский. – М.: Наука, 1986. – 320 с.
3. *Milovzorov, D.G.* Concept of Information Signals Reforming for the Tilt Measurement Systems with a Triaxial Accelerometer / D. G. Milovzorov, V. Kh. Yasoveyev // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017. – С. 1-5.
4. *Milovzorov, D.G.* Mathematical models of inclination parameter converters based on double-axis accelerometers. / D. G. Milovzorov, V. Kh. Yasoveyev // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2017. –Т. 53. – № 1. – С. 9-14.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 531.749.1

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e60675f564.28052252

Д.Г. Миловзоров, В.Х. Ясовеев

(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЕХКОМПОНЕНТНЫХ МАГНИТОМЕТРОВ

Приводятся базовые положения теории пространственной ориентации твердых тел применительно к задачам определения азимута, разрабатываются базовые математические модели магнитометров с трехкомпонентными датчиками с использованием метода кватернионов.

The basic principles of the spatial orientation theory of solids are given for the problems of determining azimuth, basic mathematical models of magnetometers with three-component sensors are developed using the quaternion method.

Ключевые слова: трехкомпонентный магнитометр, метод матриц, метод кватернионов.

Keywords: three-component magnetometer, matrix method, quaternion method.

Для определения пространственного положения твердого тела и его элементов (в частности, трех жестко закрепленных в корпусе датчиков магнитного поля F_x , F_y и F_z) необходимо рассмотреть базисы и их преобразования при движении по криволинейной траектории с учетом эволюций в виде отдельных плоских поворотов.

Исходным положением корпуса магнитометра является его вертикальная ориентация (рис. 1) в начальной точке траектории движения (например, в устье скважины), а за базовые направления принимаются два неколлинеарных вектора: \vec{g} – вектор ускорения свободного падения и \vec{T} – вектор напряженности геомагнитного поля. При этом основной базис $R_0(O, X_0, Y_0, Z_0)$, представляющий собой правую систему координат, является неподвижным, связанным с Землей так, что ось OZ_0 ориентирована вертикально и совпадает с направлением вектора \vec{g} , а ось OX_0 ориентирована горизонтально и совпадает с направлением вектора \vec{H} – горизонтальной составляющей полного вектора \vec{T} .

Решение задачи определения параметров пространственной ориентации можно выполнить с помощью теории кватернионов [1]. Под кватернионом понимают число в четырехмерном гиперкомплексном пространстве, состоящее из одной действительной и трех мнимых единиц с действительными элементами λ_k ($k = 0, 1, 2, 3$):

$$\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \lambda_0 \cdot 1 + \lambda_1 \cdot i_1 + \lambda_2 \cdot i_2 + \lambda_3 \cdot i_3.$$

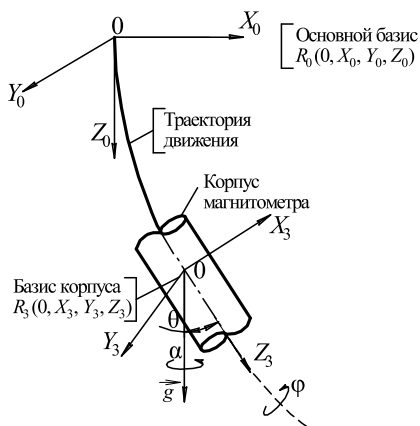


Рис. 1. Преобразование основного базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$ в базис $R_3(0, X_3, Y_3, Z_3)$

Алгебра кватернионов позволяет представить конечный поворот (преобразование) в пространстве в простой и удобной форме [2].

Первый поворот осуществляется на азимутальный угол α вокруг оси OZ_0 (рис. 2), второй – на зенитный угол θ вокруг оси OY_1 , и третий – на визирный угол φ вокруг оси OZ_2 [3].

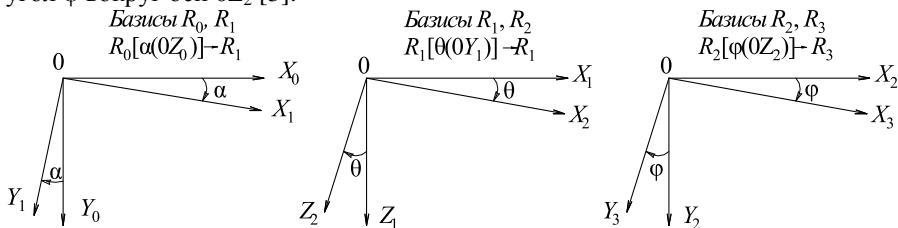


Рис. 2. Последовательные повороты базиса $R_0(0, X_0, Y_0, Z_0)$

Результирующий кватернион, соответствующий поворотам (рис. 2), будет иметь вид:

$$\Lambda_P = \Lambda_{\alpha(Z)} \circ \Lambda_{\theta(Y)} \circ \Lambda_{\varphi(Z)}, \quad (1)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Lambda_{\alpha(Z)} &= \cos \frac{\alpha}{2} + i_3 \sin \frac{\alpha}{2} \\ \Lambda_{\theta(Y)} &= \cos \frac{\theta}{2} + i_2 \sin \frac{\theta}{2} \\ \Lambda_{\varphi(Z)} &= \cos \frac{\varphi}{2} + i_3 \sin \frac{\varphi}{2} \end{aligned} \right\}$$

элементарные кватернионы трех последовательных поворотов основного базиса R_0 на углы α , θ и φ .

Принимая во внимание изоморфизм ортогонального преобразования [1]

$$r' = \Lambda \circ r \circ \Lambda^{-1}$$

для нормированных кватернионов, т.е. $\|\Lambda\| = \Lambda^2 = 1$, получим систему уравнений проекций в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} r'_1 &= \left(\lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2 \right) \cdot r_1 + 2(\lambda_1\lambda_2 + \lambda_0\lambda_3) \cdot r_2 + 2(\lambda_1\lambda_3 - \lambda_0\lambda_2) \cdot r_3 \\ r'_2 &= 2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3) \cdot r_1 + \left(\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - \lambda_1^2 - \lambda_3^2 \right) \cdot r_2 + 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1) \cdot r_3 \\ r'_3 &= 2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2) \cdot r_1 + 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1) \cdot r_2 + \left(\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 \right) \cdot r_3 \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

При математическом моделировании информационно-измерительных систем для трехкомпонентных магнитометрических преобразователей азимута под r'_1, r'_2, r'_3 подразумеваются T_{X3}, T_{Y3} и T_{Z3} соответственно, а под $r_1, r_2, r_3 - T\cos\vartheta, 0, T\sin\vartheta$, то есть $[r'_1, r'_2, r'_3] = [T_{X3}, T_{Y3}, T_{Z3}]$ и $[r_1, r_2, r_3] = [T\cos\vartheta, 0, T\sin\vartheta]$, где T_{X3}, T_{Y3} и T_{Z3} – сигналы с магнитометров, ориентированных по осям OX, OY и OZ , а ϑ – угол магнитного наклона.

С учетом этого система уравнений (2) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} T_{X3} &= \left[\left(\lambda_0^2 + \lambda_1^2 - \lambda_2^2 - \lambda_3^2 \right) \cos\vartheta + 2(\lambda_1\lambda_3 - \lambda_0\lambda_2) \sin\vartheta \right] T \\ T_{Y3} &= \left[2(\lambda_1\lambda_2 - \lambda_0\lambda_3) \cos\vartheta + 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1) \sin\vartheta \right] T \\ T_{Z3} &= \left[2(\lambda_1\lambda_3 + \lambda_0\lambda_2) \cos\vartheta + \left(\lambda_0^2 + \lambda_3^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 \right) \sin\vartheta \right] T \end{aligned} \right\},$$

где λ_i – есть компоненты результирующего кватерниона, определяемого произведением обратных кватернионов, соответствующих отдельным плоским поворотам, взятом в обратном порядке. Так, при первом повороте

$$\vec{T}_{R1} = A_{\alpha(Z)} \cdot \vec{T}_{R0},$$

имеем

$$\left. \begin{aligned} T_{X1} &= \cos\vartheta \cos\alpha \cdot T \\ T_{Y1} &= -\cos\vartheta \sin\alpha \cdot T \\ T_{Z1} &= \sin\vartheta \cdot T \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Тогда систему уравнений (2) можно представить в следующем виде:

$$T_{iR_0} = \sum_{j=1}^3 C_{ij} T_{jR_3},$$

где T_{jR_3} – измеряемые проекции в базисе $R_3(0, X_3, Y_3, Z_3)$, C_{ij} – элементы при r_i . Результирующий кватернион Λ_p для данного случая определится следующим образом:

$$\Lambda_p = \prod_{i=1}^n \Lambda_{\delta i(k)}^{-1} = \Lambda_{\varphi(Z)}^{-1} \circ \Lambda_{\theta(Y)}^{-1} = \left(\cos\frac{\varphi}{2} - i_3 \sin\frac{\varphi}{2} \right) \circ \left(\cos\frac{\theta}{2} - i_2 \sin\frac{\theta}{2} \right). \quad (4)$$

Причем компоненты C_{ij} в системе уравнений (2) выражаются через компоненты λ_i кватерниона Λ_p :

$$\lambda_0 = \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{(\varphi + \alpha)}{2}; \quad \lambda_1 = \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{(\varphi - \alpha)}{2};$$

$$\lambda_2 = \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{(\varphi - \alpha)}{2}; \quad \lambda_3 = \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{(\varphi + \alpha)}{2}.$$

Решением системы (2) с учетом компонент λ_i относительно искомого угла α (при измеренных $T_{i(i=X_3, Y_3, Z_3)}$ и известных априори θ и φ) является базовая модель трехкомпонентного магнитометра [4,5]:

$$\alpha = \arctg \frac{-(T_{X_3} \sin \varphi + T_{Y_3} \cos \varphi)}{(T_{X_3} \cos \varphi - T_{Y_3} \sin \varphi) \cos \theta + T_{Z_3} \sin \theta}. \quad (5)$$

При анализе (5) следует принимать во внимание, что данная базовая статическая математическая модель адекватна лишь в идеальном случае, когда оси чувствительности магнитометров $F_{i(i=X, Y, Z)}$ полностью совпадают с ортонормированным репером $R_3(0, X_3, Y_3, Z_3)$. На практике же, особенно в условиях технологического разброса параметров промышленного производства, добиться данного идеального случая чрезвычайно сложно, а порою и просто невозможно.

В этой ситуации возможно два варианта решения. Первый – скрупулезное проведение комплекса трудоемких технологических регулировочных операций при изготовлении подобных информационно-измерительных систем, требующих высокой квалификации персонала. Второй – это экспериментальное определение числовых значений малых углов отклонения осей чувствительности магнитометрических преобразователей от осей базиса R_3 корпуса прибора и их последующий учет в виде констант при алгоритмической обработке результатов измерений.

Список литературы

1. *Бранец, В.Н.* Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. / В. Н. Бранец, И. П. Шмыглевский М.: Наука, 1986. –320 с.
2. *Ривкин, С.С.* Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании. – М.: Наука, 1978. –320 с.
3. Векторно-матричный аппарат в моделировании трехкомпонентных инклинометрических систем. / Д. Г. Миловзоров, Л. Р. Зигангиров, Г. В. Миловзоров // Датчики и системы. – 2011. – №7. – С. 30-35.
4. *Milovzorov, D.G.* Mathematical modeling of the determining azimuth process for inclinometric systems for small incline angles. / D. G. Milovzorov, V. Kh. Yasoveev //2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM 2016). Издательство Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2016. – С. 1391-1395.
5. *Milovzorov, D.G.* Mathematical modeling of fluxgate magnetic gradiometers. / D. G. Milovzorov, V. Kh. Yasoveev // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2017. –Т. 53. – № 4. –С. 388-394.

Материал поступил в редколлегию 12.10.18.

УДК 629.7.054.07

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e607769ae1.72498043

И.Ф. Мингазов, В.В. Солдаткин

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева – КАИ)

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ВИНЕРА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА СИСТЕМЫ ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ВЕРТОЛЕТА НА СТАРТОВЫХ РЕЖИМАХ

Рассматривается моделирование работы оптимального фильтра Винера измерительного канала системы воздушных сигналов вертолета на стартовых режимах.

The paper considers the simulation of the operation of the optimal Wiener filter for the measuring channel of the helicopter's air signal system in the initial modes.

Ключевые слова: Фильтр Винера, моделирование, измерительный канал, корреляционная функция, автокорреляционная функция, цифровой фильтр.

Keywords: Wiener filter, simulation, measuring channel, correlation function, autocorrelation function, digital filter.

В ходе разработки канала измерения системы воздушных сигналов (СВС) вертолета на стартовых режимах было проведено моделирование цифрового фильтра, структурная схема которой представлена на рис. 1.

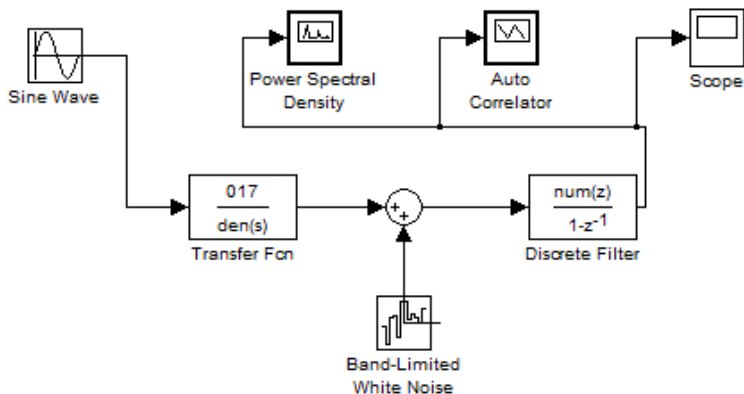


Рис.1. Структурная схема канала СВС установки для фильтрации сигнала с использованием элемента – discrete filter.

Моделирование проведено с помощью пакета *Matlab – Simulink*, при этом использовались такие элементы, как *Discrete filter*, *White noise*, *Sine wave*, *Transfer FCN*, *Scope*, *Auto correlator*, *Power spectral density*.

При проведении моделирования канала измерения барометрической высоты системы воздушных сигналов вертолета выходной сигнал с датчика первичной информации передаточная функция имеет вид [1]:

$$W(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + 2\xi Ts + T^2 s^2}.$$

Подадим на его вход (*sine wave*) синусоидальный сигнал и с помощью осциллографа (*scope*) снимем показания.

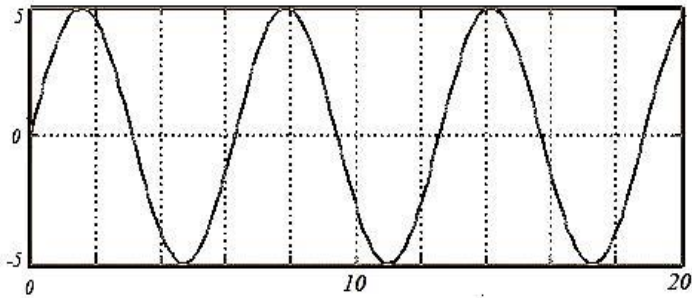


Рис. 2. Сигнал с выхода датчика первичной информации

Во входном сигнале датчика первичной информации присутствует случайная помяха, корреляционная функция вида [1]:

$$K_{\Delta H}(\tau) = \sigma_{\Delta H}^2 e^{-b|\tau|},$$

где $\sigma_{\Delta H} = 30\text{ м}$; $b = 0,5$.

Получили автокорреляционную функцию выходного сигнала с помощью элемента *auto correlator*, представленную на рис. 3.

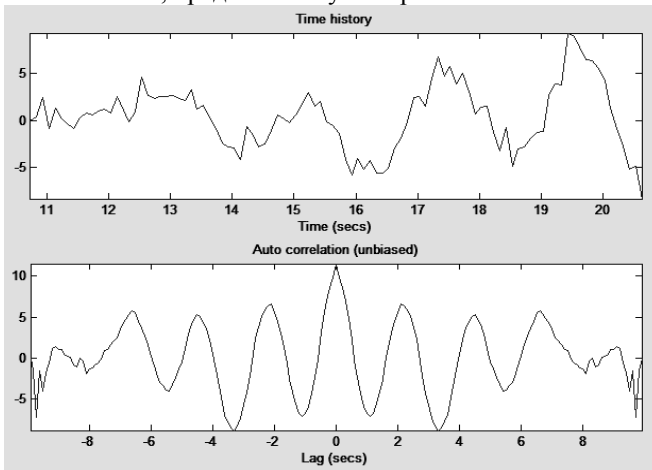


Рис. 3. Исследуемый сигнал (а) Автокорреляционная функция полученного сигнала (б)

При допущении, что процесс изменения барометрической высоты вертолета можно считать стационарным и характеризовать спектральной плотностью мощности вида:

$$S_{\xi}(\omega) = \frac{\sigma_{\xi}^2}{\pi} \cdot \frac{a}{a^2 + \omega^2},$$

где $\sigma_{\xi} = \pm 10 \text{ м}$; $a = 2 \text{ 1/с}$, получили амплитудный спектр и фазовый спектр выходного сигнала, представленные на рис. 4.

Из графиков (рис. 4,б) видно, что время затухания колебаний составляет более 30 секунд.

Для снижения погрешности на выходе разработанного канала произведем фильтрацию с помощью системной функции цифрового фильтра (*discrete filter*). Системная функция цифрового фильтра имеет вид [1]:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1}},$$

с коэффициентами: $a_0 = 21$; $a_1 = 34$; $a_2 = 13$; $b_1 = 1,00$, где $\Delta = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{23} = 0,043 \text{ с}$.

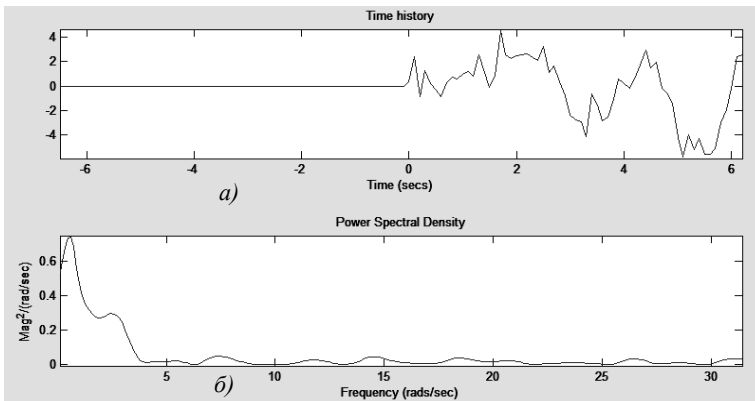


Рис.4. Исследуемый сигнал (а), амплитудный спектр (б)

При проведении моделирования получили отфильтрованный выходной сигнал и его автокорреляционную функцию, представленные на рис. 5.

С помощью элемента *power spectral density* получили отфильтрованный амплитудный и фазовый спектры выходного сигнала, представленные на рис. 6, где время затухания колебаний составляет около 5 секунд.

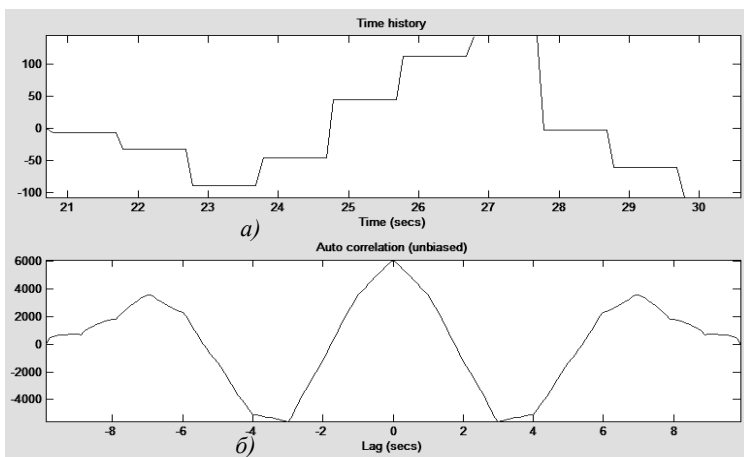


Рис. 5. Сигнал после фильтрации (а), автокорреляционная функция полученного сигнала после фильтрации (б)

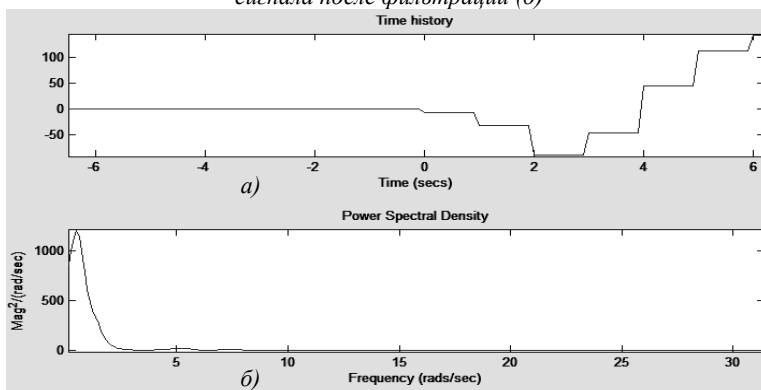


Рис. 6. Исследуемый сигнал (а), амплитудный спектр (б)

Из рис. 6 видно, что с помощью фильтра удалось уменьшить время затухания колебания в 6 раз, что свидетельствует об адекватности использования полученного в данной работе цифрового фильтра (*discrete filter*).

Список литературы

1. Ганеев, Ф.А. Системотехническое проектирование измерительно-вычислительных систем: Учебное пособие к курсовому и дипломному проектированию / Ф.А. Ганеев, В.В. Солдаткин, В.М. Солдаткин, А.В. Никитин ; под ред. В.М. Солдаткина – Казань: Изд-во Казанского государственного технического университета, 2011. –148 с.

2. Солдаткин, В.В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного аэрометрического приемника и информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта: монография/ В.В. Солдаткин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2012. – 284 с.

Материал поступил в редколлегию 30.09.18.

УДК 621.317.2

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e60a8d2040.11682040

А.В. Минеев, В.Х. Ясовеев

(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

АНАЛИЗ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИАЛЬНЫХ ЗАЗОРОВ ПО АСПЕКТУ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Проанализированы противоречивые требования к системам измерения радиальных зазоров. Дана оценка метрологическому обеспечению как наиболее важному фактору при выборе технологии измерения радиальных зазоров. Систематизированы технические требования, предъявляемые к метрологическому обеспечению для каждой технологии измерения радиальных зазоров.

The conflicting requirements for radial clearance measurement systems are analyzed. The assessment of metrological support is given as the most important factor when choosing a technology for measuring radial clearances. Technical requirements for metrological support for each technology for measuring radial gaps are systematized.

Ключевые слова: радиальный зазор, метрологическая установка, газотурбинный двигатель, технология измерения.

Keywords: radial clearance, metrology unit, gas turbine engine, measurement technology.

Введение

В связи с необходимостью создания авиационных газотурбинных двигателей (ГТД) новых поколений с конкурентоспособными техническими характеристиками, крайне актуальной является задача обеспечения современными промышленными средствами измерения. Одним из ресурсов, направленных на увеличение коэффициента полезного действия (КПД) авиационного ГТД, кроме повышения температуры газов перед турбиной, является комплекс конструкторских, технологических решений, направленных на предельно возможное уменьшение радиальных зазоров (РЗ). Ряд исследований [1,2] показывает, что увеличение относительной величины РЗ по торцам рабочих лопаток (РЛ) на 1% вызывает снижение КПД турбины на 1-2%, что обуславливает возрастание удельного расхода топлива Суд на 1,5...2%. Такое же изменение РЗ в компрессоре добавляет прирост Суд еще на 1,5...3%. Система измерения РЗ (СИРЗ) востребована как необходимая составная часть комплексных систем диагностики современных и перспективных ГТД. По функциональному назначению стадии применения и техническим характеристикам различают СИРЗ стендового и штатного (бортового) применения. СИРЗ стендового применения используются на этапе проектирования и доводки ГТД. Необходимость исследования

изменения величин радиальных зазоров РЛ на этапе проектирования и доводки ГТД продиктовано потребностью получения данных:

- для оценки наличия или отсутствия взаимодействия рабочих лопаток и статорных узлов ГТД на стационарных и динамических режимах работы;
- уточнения теоретических исследований и математической модели изменения параметров силовой установки;
- разработки мероприятий по улучшению параметров существующих и обеспечению расчётных данных перспективных ГТД.

К СИРЗ бортового назначения предъявляются более «жесткие» технические требования (ресурс, массогабаритные параметры, надежность, трудоемкость обслуживания, условия эксплуатации и т.д.). Необходимость применения бортовой СИРЗ в составе системы управления и диагностики объясняется ее функциональным назначением:

- неотъемлемый функциональный блок системы активного управления радиальными зазорами (САУРЗ) с обратной связью;
- уменьшение временных и финансовых издержек в процессе эксплуатации ГТД.

В России и за рубежом существует большое число систем бесконтактного измерения РЗ (радиолокационный в микроволновом диапазоне частот, емкостный, вихретоковый, оптико-электронный) [3]. Несмотря на доступность СИРЗ, построенных на различающихся физических способах измерения, практика их применения пока ограничена нерегулярными эпизодическими испытаниями на стендах при доводке опытных образцов ГТД [4].

Тенденция модульного конструирования авиационной техники, в том числе измерительной, продиктована требованиями снижения финансовых и временных издержек, взаимозаменяемости, унификации, ремонтпригодности и т.д. СИРЗ, в общем случае состоит из следующих функциональных модулей: блок обработки сигналов (БОС), N-число измерительных зондов (ИЗ) (включают в себя: установочный объектив, канал приема/передачи, первичный преобразователь). Такая «разбивка» на функциональные модули позволяет специализировать агрегаты на решение конкретных задач. Сложность, неоднородность и разнообразие конструкции ГТД являются немаловажными факторами, препятствующими созданию универсальной СИРЗ. Данное обстоятельство объясняется:

- переменной высотой межконтурного пространства в области компрессора, что приводит к необходимости создания унифицированной линейки ИЗ;
- тенденцией минимизации размеров установочных отверстий в статорной оболочке, предназначенных для установки ИЗ;
- разнообразием габаритных размеров и геометрией торцевой поверхности РЛ (для РЛ компрессора высокого давления КВД характерна плоская торцевая поверхность, максимальная толщина профиля, в периферийном сечении которой может достигать 1 мм, торцы РЛ

современных турбин имеют сложную форму, определяемую «изнашиваемыми» выступами бандажных полок).

- доступом для обслуживания при наличии «развитой обвязки» на внешней стороне корпуса газогенератора.

Задача создания универсальной СИРЗ для решения всего спектра задач (измерение РЗ на всех ступенях компрессора и турбины ГТД), с учетом перечисленных и других особенностей, является невероятно сложной. Поставленная задача решается узкой «специализацией» отдельных измерительных зондов на решение конкретных задач. Таким образом, одним из основополагающих факторов при выборе технологии измерения РЗ является возможность создания и обеспечения на базе потребителя средства метрологического оснащения для снятия градуировочной характеристики и проведения периодических поверок ИЗ.

Анализ классификации систем измерения радиальных зазоров по аспекту метрологического обеспечения

В общем случае вне зависимости от выбранного метода измерения РЗ, метрологическая установка для проведения градуировки и поверки СИРЗ (рис.1) должна включать следующие основные блоки:

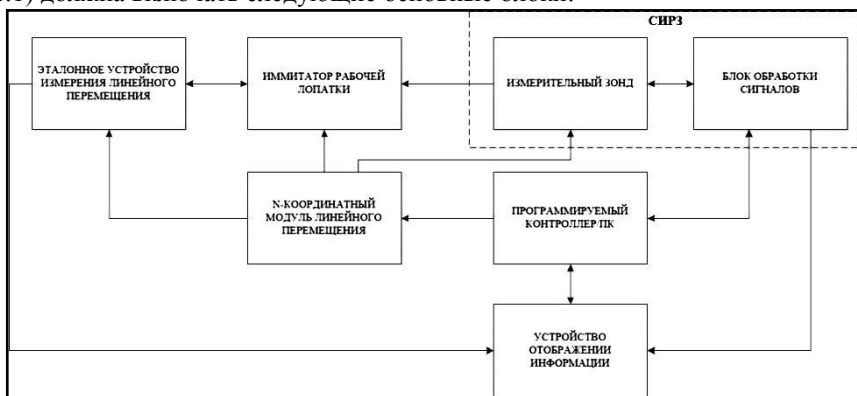


Рис.1. Общая структурная схема метрологической установки для СИРЗ

- N – координатный модуль линейного перемещения (актуатор), предназначенный для прецизионного перемещения в горизонтальных и вертикальных плоскостях имитатора РЛ либо установочный объектив измерительного зонда в заданном диапазоне, имитируя изменение радиального зазора. В зависимости от метода измерения РЗ, число координат перемещения N может быть от одного (x) до трех (x; y; z). Модуль линейного перемещения представляет собой сложный интегрированный электромеханический комплекс, сочетающий в себе различные типы линейных направляющих (скольжения, качения (с опорными роликами), профильные рельсовые), систему приводов (гайка – винт, шарико-винтовая передача, зубчатый ремень, зубчатая рейка, линейный двигатель). Мировыми

лидерами – изготовителями прецизионных модулей линейного перемещения являются японские, немецкие и тайваньские компании.

- Программируемый контроллер или персональный компьютер (ПК) с установленным специализированным программным обеспечением. Блок служит для автоматизации и контроля движения в масштабе реального времени и хранения программы алгоритмов.

- Эталонное устройство измерения линейного перемещения служит для непрерывного контроля изменения перемещений и регистрации изменения погрешности установки. Осуществляет преобразование перемещения имитатора рабочей лопатки относительно торца установочного объектива измерительного зонда в цифровой код и передачу на устройство отображение информации. На основе прямого сравнения с фактическими значениями, измеренными эталонным устройством, контролируется достоверность линейных перемещений. В качестве эталонного устройства необходимо применять датчик линейных перемещений, внесенный в ГОСРЕЕСТР средств измерения (СИ), что упростит метрологическую аттестацию установки и прохождение периодической поверки.

- Имитатор рабочей лопатки.

- Устройство отображения информации (или ПК).

Проанализировав особенности работы, технические характеристики, концептуальные технические решения экспериментальной, опытной аппаратуры, предлагаемой как зарубежными, так и отечественными изготовителями СИРЗ, справедливо заключить, что структура и технология метрологического обеспечения для каждого из методов являются индивидуальными.

Наибольшими особенностями, в части метрологического обеспечения, обладает радиолокационный (микроволновый) метод измерения РЗ, представляющий собой адаптированный к условиям применения ГТД фазовый способ измерения расстояния с использованием электромагнитных колебаний СВЧ-диапазона [5]. По данной технологии измерения РЗ определяют через измерение разности фаз излучаемого и принятого отраженного от РЛ сигналов. Особенностью и в то же время наиболее весомым недостатком микроволнового метода измерения РЗ является то, что во время измерения облучению сигналом от датчика (антенны) подвергается не только торец РЛ, но и другие элементы ГТД. Результирующий сигнал, принимаемый антенной, является совокупностью отраженных сигналов от элементов ГТД. Это требует использования сложных алгоритмов обработки результирующего сигнала и ограничивает возможность получения результатов измерений в масштабе реального времени. Таким образом, метрологическая установка для микроволновых систем должна повторять геометрию ступени ГТД, а также вращение имитаторов РЛ для получения интерферирующих результирующих отраженных сигналов. Это в значительной степени влечет удорожание и конструктивное усложнение метрологической установки.

В отечественной промышленности заметных результатов достигли специалисты ИПУСС РАН в сотрудничестве с ОАО «Кузнецов (НПО «Труд», СНТК им. Н.Д. Кузнецова) в проекте создании СИРЗ на основе вихретоковых преобразователей (ВТП). На основе ВТП было разработано несколько поколений систем [6]. Для получения достоверной градуировочной характеристики вихретоковой СИРЗ необходимо предусмотреть температурную коррекцию. Это вызвано изменением информативного параметра датчика из-за воздействия температурных воздействий и, как следствие, эквивалентное изменение индуктивностей в обмотках согласующих трансформаторов [7]. Данное обстоятельство приводит к необходимости моделирования температурного поля при градуировке и поверке вихретоковых СИРЗ.

Разработку и промышленное производство СИРЗ стендового применения осуществляет французская компания FOGALE nanotech Inc. Аппаратура разработана на основе емкостной технологии измерения с применением модульной структуры. Многоканальный блок обработки информации со встроенным программным обеспечением совместно с термостойкими кабелями и охлаждаемыми зондами-датчиками обеспечивают регистрацию и постобработку потоковой информации. Необходимо отметить отсутствие взаимозаменяемости указанной аппаратуры зондов-датчиков, коаксиальных кабелей, что обуславливает необходимость совместной градуировки зонда-датчика с кабелем на эталонных моделях РЛ.

Для технологий измерения, основанных на электрических эффектах (емкостный, вихретоковый), характерна существенная зависимость результатов измерений от электромагнитных свойств контролируемых объектов (элементов ГТД). Также к недостаткам следует отнести критичность к форме поверхности и изменению геометрии торца РЛ. Неоднородная геометрия РЛ (характерная, в частности, для турбины низкого давления), зависимость измерений от облучаемой площади РЛ приводят к необходимости снятия градуировочной характеристики по всей площади торца РЛ на заданном диапазоне РЗ. Это приводит к необходимости построения метрологической установки на базе трехосевого модуля линейного перемещения.

Таким образом, для градуировки измерительных зондов СИРЗ, основанных на электрических эффектах, метрологическая установка должна включать эталонную модель РЛ, повторяющую ее геометрические и электромагнитные свойства. Для получения достоверных данных, как и для микроволновых систем, необходимо повторить геометрию элементов ступени ГТД, оказывающих электромагнитное воздействие на чувствительный элемент.

Ретроспективный анализ информации от различных источников показывает, что для создания СИРЗ на основе оптико-электронных технологий измерения наиболее перспективным является направление, связанное с применением разветвленных волоконно-оптических жгутов [4,8].

Экспериментальные образцы оптико-электронных СИРЗ показали эффективность такого способа измерения РЗ на компрессоре низкого давления при испытаниях в составе ГТД.

Применение логометрического метода позволяет нейтрализовать недостаток, связанный с зависимостью результатов измерений от оптических свойств отражающей поверхности, характерный для оптико-электронных методов измерений. Широкая доступность оптических компонентов позволяет получить необходимую апертуру выходного пучка излучения, тем самым сформировать достаточно малый диаметр светового потока на торце РЛ и исключить влияние ее сложной геометрии на результаты измерений. Важным преимуществом всех методов оптико-электронной технологии измерения является отсутствие влияния электромагнитных свойств контролируемого и окружающих объектов на результирующий информативный сигнал. Перечисленные особенности исключают необходимость применения эталонной модели РЛ с идентичными геометрическими и электромагнитными характеристиками оригинальной РЛ. Также к преимуществам следует отнести отсутствие влияния высоких температур на результирующий информативный сигнал, «достаточность» градуировки по одной координате, в статическом режиме (без имитации роторной установки), в пределах изменения РЗ.

Выводы

1. В связи с необходимостью снятия индивидуальных градуировочных характеристик СИРЗ, нацеленных на решение отдельных задач (диапазон изменения РЗ, разрешающая способность, условия эксплуатации и т.д.) и проведения периодических проверок измерительных зондов с целью снижения экономических и временных издержек на решение перечисленных операций, одним из основополагающих факторов при выборе технологии СИРЗ является возможность обеспечения лабораторной базы потребителя оптимальной метрологической установкой.

2. Анализ бесконтактных средств измерения радиальных зазоров по аспекту метрологического обеспечения показывает наиболее перспективное направление для создания как стендовой исследовательской, так и штатной бортовой аппаратуры измерения РЗ на основе инновационных решений с применением разветвленных волоконно-оптических жгутов. Такая технология измерения менее критична к материалам, геометрии РЛ, не требует проведения температурной коррекции, позволяет снимать градуировочную характеристику в статическом режиме.

Список литературы

1. *Зотов, В.А.* Исследование радиальных зазоров-источников больших потерь / В.А. Зотов, М.И. Цаплин // 75 лет творческой научно-практической деятельности ЦИАМ в авиадвигателестроении. – 2005. – С.250-251.
2. *Авиационный двигатель ПС-90А* / А.А. Иноземцев, Е.А. Коняев, В.В. Медведев, А.В. Нерадько, А.Е. Ряссов; под ред. А.А. Иноземцева. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 320 с.

3. *Минеев, А.В.* Классификация способов измерения радиальных зазоров / А.В. Минеев, В.Х. Ясоев // Проблемы получения, обработки и передачи измерительной информации: материалы I Международной научно-технической конференции / Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа, 2017. –С. 119-125.
4. *Губайдуллин, И.Т.* Анализ основных технических требований, предъявляемых к системам измерения радиальных зазоров авиационных двигателей/ И.Т. Губайдуллин, А.В. Минеев // Проблемы и перспективы развития двигателестроения: материалы докладов междунар. науч. – техн. конф. 12 - 14 сентября 2018 г. – Самара, 2018. –С. 47-49.
5. *Иноземцев, А.А.* Микроволновые системы измерения радиальных зазоров ГТД. /А.А. Иноземцев, М.А. Снитко, В.К. Сычев, Масловский, М.Г. Бакулин, И.С. Табачук. // Авиационная промышленность. – 2013. –№2. – С. 29-32.
6. *Боровик, С.Ю.* Одновитковые вихретоковые преобразователи для измерения механических параметров. / С.Ю. Боровик, Ю.Н. Секисов. // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. – 2013. – №4(42). – С. 94-101.
7. *Боровик, С.Ю.* Анализ влияния температуры на информативные параметры одновитковых вихретоковых датчиков/ С.Ю. Боровик, М.М. Кутейкин, Ю.Н. Секисов [и др.] // Автометрия. – 2017. –№ 4. – С. 104–111.
8. *I. García.* Desarrollo de un sensor de fibra óptica para la medida del tip clearance y tip timing en motores aeronáuticos // Sensors. – 2017.

Материал поступил в редколлегию 15.10.18.

УДК 621.396

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e60b9a2324.97778914

А.Д. Поздняков, А.А. Калюжный
(г. Владимир, Владимирский государственный университет)

ОЦЕНКА СМЕЩЕНИЯ И НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА В РАДИОКАНАЛЕ МЕТОДОМ СТРОБИРОВАНИЯ

Рассмотрено применение метода стробирования при оценке неустойчивости и отклонения частоты. Проведено компьютерное моделирование радиоканала для определения границ применимости метода.

The application of the gating method in the evaluation of instability and frequency deviation is considered. A computer simulation of the radio channel was carried out to determine the limits of applicability of the method.

Ключевые слова: стробирование, неустойчивость частоты, радиоканал.

Key words: gating, frequency instability, radio channel.

Для оценки смещения и неустойчивости частоты периодического сигнала с низким уровнем шума в радиоканале можно использовать методы обработки сигнала во временной области, достоинствами которых являются

малые вычислительные затраты и высокое быстродействие. К таким методам можно отнести стробирование [1-4] с получением массива дискретных отсчетов и последующим восстановлением сигнала в широком диапазоне частот. В зависимости от соотношения периодов сигнала (T_s) и дискретизации (T_D), можно выделить типовые режимы работы и виды получаемых временных последовательностей.

Синхронизированное стробирование с линейным сдвигом отсчетов: T_D/T_s – число, близкое, но неравное целому. Осуществляется линейная трансформация временного масштаба сигнала: $T_D = (nT_s \pm \Delta t)$, где n – целое число периодов сигнала между точками стробирования; Δt – заданный шаг считывания по времени в пределах периода исходного сигнала ($\Delta t \ll T_s$). Восстановление сигнала осуществляется путем последовательного считывания отсчетов.

Синхронизированное стробирование и нелинейная трансформация временного масштаба в пределах блока данных: $T_D/T_s = N/M$ – несократимая дробь, показывающая, какое целое число отсчетов N делается за один полный цикл в M периодах сигнала. Это метод когерентной выборки с равномерной дискретизацией, позволяющий восстановить сигнал путем нелинейной трансформации временного масштаба.

Несинхронизированное стробирование и нелинейная трансформация временного масштаба: T_s/T_D – число, неравное целому. $T_D = (nT_s \pm \Delta t) = T_s M / N$. Шаг считывания по времени выбирается в пределах периода исходного сигнала ($0 < \Delta t < T_s$) так, чтобы последующие отсчеты не повторяли уже полученные данные. Восстановление сигнала осуществляется путем перестановки всех точек в интервал одного периода с уточнением промежуточных значений функции в последующих циклах стробирования.

Для детального исследования возможностей синхронизированного и несинхронизированного стробирования была создана компьютерная моделирующая программа, пользовательский интерфейс которой представлен на рис. 1.

Программа позволяет ввести исходные данные и вывести результаты: график последовательности точек стробирования; график двух периодов восстановленного сигнала; таблицу пересчета положения полученных при стробировании отсчетов в интервал двух периодов (двух для большей наглядности).

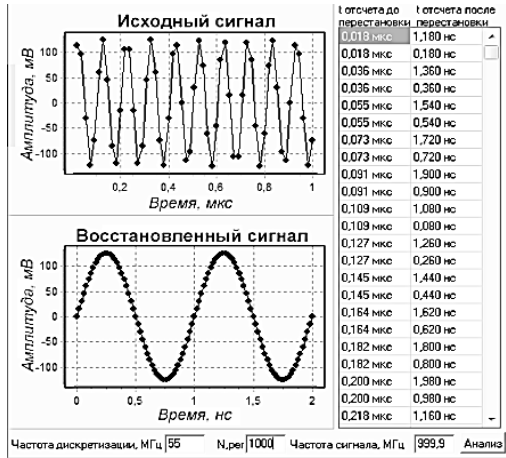


Рис. 1. Интерфейс моделирующей программы

Структура компьютерного комплекса виртуальных приборов, предназначенного для мониторинга и испытаний условного радиоканала, по которому передается периодический сигнал, представлена на рис. 2.

На выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) формируется испытательный сигнал, который нормализует выходные параметры в соответствии с задачей испытаний. Отсчеты, получаемые на выходе АЦП, располагаются в интервале одного восстанавливаемого периода сигнала в



Рис. 2. Структура комплекса

нужном порядке, который определяется их положением (t) в соответствии с выражением [5,6]: $t_i = jT_D - iT_s$, где j – порядковый номер (целое число) отсчета; i –

целое число, для которого выполняется условие $T_s \geq jT_D - iT_s > 0$. Приведенное выражение работает во всех режимах стробирования как при линейной, так и при нелинейной трансформации временного масштаба исследуемого сигнала.

Для M периодов сигнала формируется 1 полный цикл отсчетов, для $2M$ отсчетов формируется 2 цикла, 3 цикла для $3M$, и так далее. При синхронизированном стробировании во втором и последующих циклах отсчеты снимаются в тех же точках периода сигнала, что и в первом цикле, если частота и фаза стабильны. По отклонению отсчетов можно оценить нестабильность и смещение частоты сигнала. На рис. 3 показано, что

увеличение времени сбора данных, превышающее M , приводит к образованию групп точек. Это обусловлено считыванием значений сигнала со смещением dt , величина которого определяется нестабильностью сигнала и погрешностями установки частот сигнала и дискретизации. Смещение накапливается за M периодов сигнала, поэтому, увеличив M , можно повысить разрешающую способность R , что подтверждают результаты моделирования, представленные в табл. 1.

Предельная разрешающая способность во времени определяется точностью установки и стабильностью сигнала и частоты дискретизации, Смещение между положениями отсчетов в пределах одной группы точек в соседних циклах можно оценить с разрешающей способностью до 10^{-12} с=1 пс.

Таблица 1. Влияние частоты дискретизации и числа отсчетов на смещение отсчетов в соседних циклах и на оценку отклонения частоты сигнала

Влияние частоты дискретизации F_D , числа отсчетов M и смещения положения отсчетов в соседних циклах dt на оценку отклонения частоты сигнала S для $F_S = 1000 \text{ МГц}$ и $N = 7$						
$F_D, \text{ МГц}$	M	$dt, \text{ нс}$	$S, \text{ нс}$	$dF_S, \text{ КГц}$	$F_S, \text{ МГц}$	R
70	100	0,01	$1 \cdot 10^{-4}$	100	1000,1	10^{-7}
70	100	0,02	$2 \cdot 10^{-4}$	200	1000,2	
70	100	0,05	$5 \cdot 10^{-4}$	500	1000,5	
7	1000	0,01	$1 \cdot 10^{-5}$	10	1000,01	10^{-8}
7	1000	0,02	$2 \cdot 10^{-5}$	20	1000,02	
7	1000	0,05	$5 \cdot 10^{-5}$	50	1000,05	
0,7	10000	0,01	$1 \cdot 10^{-6}$	1	1000,001	10^{-9}
0,7	10000	0,02	$2 \cdot 10^{-6}$	2	1000,002	
0,7	10000	0,05	$5 \cdot 10^{-6}$	5	1000,005	

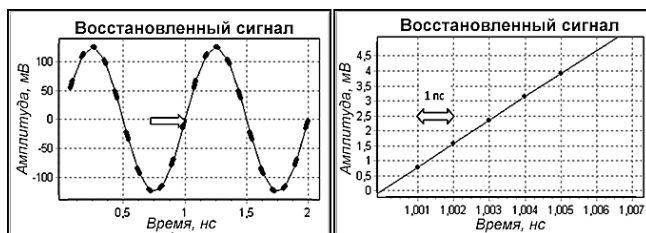


Рис. 3. Образование групп точек для 5 циклов сбора данных

Минимальный интервал сбора данных с одним смещенным отсчетом равен $M_C = M + M / N$. В абсолютном представлении сдвиг $S = dt / M$, в

относительных единицах $ds = dt / (MT_s)$. Так, для частоты сигнала $F_s = 1000$ МГц, установленной с погрешностью $+1$ кГц (см. рис. 4) при параметрах стробирования $N = 7$, $F_D = 0,7$ МГц, $M = 10000$, получим $dt = 0,01$ нс, $ds = 0,000001$. Значение $dt = 0,01$ нс определяется по задержке начала 2-го цикла в точке 8 по отношению к положению точки 1. Задержка показывает, что период дискретизации больше, чем ожидался. Расчетное значение смещения по сдвигу $0,01$ нс получится $dF_s = 1$ кГц.

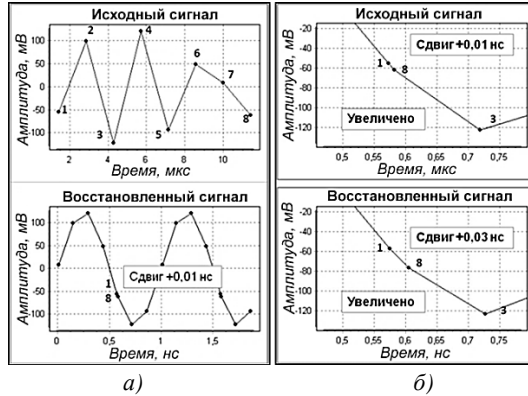


Рис. 4. Смещение дополнительного 8-го отсчета в начале 2-го цикла:
 а – $t_8 - t_1 = 0,01$ нс; б – увеличено $t_8 - t_1 = 0,01$ нс и $0,03$ нс

В зависимости от ожидаемого отклонения частоты и требуемой разрешающей способности по времени, можно выбрать интервал накопления временного сдвига до сотен тысяч периодов сигнала, а также использовать несколько циклов сбора данных M , как показано на рис. 5.

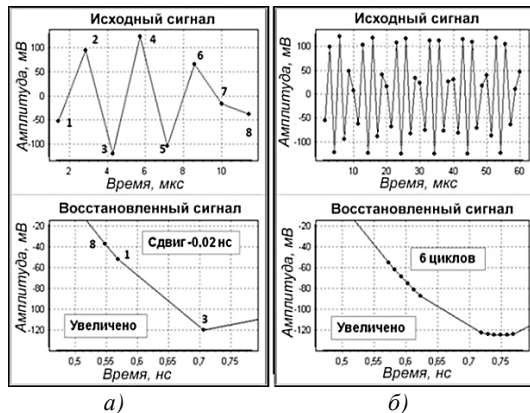


Рис. 5. Смещение дополнительного 8-го отсчета в начале 2-го цикла:
 а – $t_8 - t_1 = -0,02$ нс; б – увеличено для 6 полных циклов

На рис. 5а показано, что при сдвиге в противоположном направлении на $-0,02$ нс показывает расчетное изменение частоты на $dF_s = -2$ кГц. Работа в многоциклическом режиме при смещении или доплеровском сдвиге частоты показана на рис. 5б. Компьютерное моделирование позволило сделать следующие выводы: метод стробирования позволяет оценить отклонение и нестабильность частоты сигнала по расстоянию между положениями отсчетов в пределах одной группы точек в разных циклах считывания; увеличение времени сбора свыше одного цикла при целом числе отсчетов с равномерным шагом приводит к повторному считыванию в тех же точках периода, если его частота и частота стробирования равны; наличие разностного отклонения и нестабильности частот сигнала и дискретизации приводит к смещению точек отсчета в соседних циклах стробирования; созданная программа моделирования восстановления периодического сигнала позволяет выбрать параметры стробирования и оценить границы отклонения частот дискретизации исследуемого процесса.

Список литературы

1. A Theoretical View of Coherent Sampling, RENESAS APPLICATION NOTE, AN9705, Rev.0.00, Jun 1, 1997.
2. *Вьюхин, В.Н.* Исследование метода когерентной выборки для тестирования высокоградных АЦП / В.Н. Вьюхин, Ю.А. Попов, Ю.Л. Тани // Автометрия. – 1997. – №5. – С.9-14.
3. *Захарченко, В.Д.* Обработка сложных радиосигналов стробоскопическими методами / В.Д. Захарченко // Радиотехники и радиоэлектроника. – 1980. – №10. – С. 2099-2104.
4. *Захарченко, В.Д.* Обработка сигналов при наличии фазовой нестабильности в стробоскопической локации / В.Д. Захарченко // Изв. вузов. Электромеханика.– 1999. – №2. – С.37-41.
5. *Поздняков, А.Д.* Вычислительный метод восстановления формы дискретизированного периодического сигнала в компьютерных системах испытаний электронных средств / А. Д. Поздняков, В. А. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. – 2008. – № 1. – С.57 – 61.
6. *Поздняков, А.Д.* Восстановление дискретизированного сигнала при несинхронизированном стробировании / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков, А.А. Калужный // Методы и устройства передачи и обработки информации. –2017. – №19. – С.4-7.

Материал поступил в редколлегию 10.10.18.

УДК 001.891.573

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e60de0e465.61450093

Б.А. Тургунов, М.М. Халилов
(г. Фергана, Узбекистан, Ферганский филиал Ташкентского университета
информационных технологий)

СОВРЕМЕННЫЕ СПОСОБЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА ОТ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА В ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ

Рассмотрены современные способы защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в оптических сетях.

In this work, modern methods of protecting an information signal from unauthorized access in optical networks are considered.

Ключевые слова: информационная безопасность, несанкционированный доступ, защита информации.

Keywords: information security, illegal access, protection of information.

Кроме свойства огромной скорости передачи данных, оптические сети превосходят другие виды сети по возможности обеспечения более высокой степени информационной безопасности. Но придётся признать, что с усовершенствованием технологии уже появляются все новые способы несанкционированного доступа на волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). В связи с этим, в мире совершенствуются методы и средства обеспечения информационной безопасности в ВОЛС, предлагающие противодействия к современным техническим средствам несанкционированного съёма информации. Ниже проанализируем несколько способов, методов и средств обеспечения информационной безопасности в ВОЛС.

Один из известных способов – это способ защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи путем формирования ограниченных по уровню мощности передаваемых информационных сигналов, ввода их в волоконно-оптическую линию связи, передачи по волоконно-оптической линии связи, приема на другом конце волоконно-оптической линии связи, измерения уровней принятых сигналов, обнаружения подключения к волоконно-оптической линии связи и формирования сигнала тревоги. Недостатком данного способа является высокая вероятность ложной тревоги, обусловленная низкой

точностью контроля затухания информационных сигналов в волоконно-оптической линии связи и нестабильностью их среднего уровня[1].

Следующий способ защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи заключающийся в обнаружении подключения к волоконно-оптической линии связи путем формирования ограниченных по уровню мощности информационного и контрольного оптических сигналов, ввода их в волоконно-оптическую линию связи, приема указанных сигналов, выделения контрольного сигнала и сравнения уровня его мощности с уровнем мощности опорного сигнала, обнаружения подключения к волоконно-оптической линии связи и формирования сигнала управления передачей информации. Недостатком этого способа является низкая эффективность защиты информации от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи, так как остается возможность несанкционированного подключения к волоконно-оптической линии связи и вывода из нее передаваемых информационного и контрольного оптических сигналов при высокой скрытности перехвата, особенно когда применяется метод оптического туннелирование съема информации.

Следующий способ защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи заключается в том, что формируют оптический сигнал передачи, состоящий из постоянного оптического излучения и информационного сигнала, передают оптический сигнал по волоконно-оптической линии, принимают, детектируют, усиливают, разделяют информационный сигнал и постоянный уровень, контролируют изменения от внесенных потерь. До передачи в оптический сигнал вводят контрольный сигнал, после приема и детектирования выделяют его, сравнивают амплитуду контрольного сигнала с пороговым уровнем. При снижении амплитуды контрольного сигнала относительно порогового уровня определяют попытку съема информации с волоконно-оптической линии передачи. Недостатком этого способа является так же низкая эффективность защиты информации от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи, при высокой скрытности перехвата [2].

Известен также способ защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в волоконно-оптической линии связи, заключающийся в том, что на передающей стороне волоконно-оптической

линии связи формируют исходный информационный сигнал и маскирующий синхросигнал, модулируют подлежащее передаче оптическое излучение, вводят в волоконно-оптическую линию связи передаваемое оптическое излучение, а на приемной стороне волоконно-оптической линии связи выводят из нее принимаемое оптическое излучение. Затем определяют уровень средней мощности принятого оптического излучения, выделяют маскирующий синхросигнал из принятого оптического излучения путем его демодуляции и фильтрации, формируют инверсный маскирующий синхросигнал, синхронизированный с выделенным маскирующим синхросигналом, модулируют инверсным маскирующим синхросигналом дополнительное вспомогательное оптическое излучение, устанавливают уровень средней мощности модулированного дополнительного вспомогательного оптического излучения равным уровню средней мощности принятого оптического излучения, формируют результирующее оптическое излучение путем смешивания принятого оптического излучения и модулированного дополнительного вспомогательного оптического излучения, после чего выделяют информационный сигнал из результирующего оптического излучения путем его демодуляции и фильтрации[3]. Недостатком этого способа является низкое качество принимаемой информации из-за неполной взаимной компенсации маскирующих синхросигналов в составе выделенного информационного сигнала.

Несмотря на существование упомянутых способов обеспечения информационной безопасности в ВОЛС, все еще не имеется ни одного способа, полностью защищающего информацию от нежелательного использования в ВОЛС.

Список литературы

1. *Шубин, В.* Информационная безопасность волоконно-оптических систем, 2015.
2. *M.P. Fok, Z. Wang, Y. Deng, P.R. Prucnal,* Optical layer security in fiber-optic networks, *IEEE Trans. Inf. Secur. Forensics* 6 (3) (2011) 712–726.
3. *P.R. Prucnal, B. Wu, B.J. Shasti.* “Secure communication in fiber-optic networks”, in: *Emerging Trends in ICT Security*, Elsevier, 2014.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 537.533. 3:615.471

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e611706440.30826812

Р.Н. Хизбуллин, Б.И. Сафиуллин, М.В. Венюков
(г. Казань, Казанский государственный энергетический университет)

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ПУЛЬСОКСИМЕТРЕ ПСО-2КЛ

Разработан лазерный двухканальный пульсоксиметр ПСО-2КЛ с информационно-измерительной системой на основе лазерного датчика, который регистрирует фотоплетизмограмму человека. Описаны применённые новые технические решения, реализованные в ПСО-2КЛ, которые позволили избавиться от артефактов движения, как основной помехи регистрации сигнала благодаря использованию в датчике трехосевого акселерометра.

The two-channel laser pulsoximeter PSO-2KL developed by the authors has an information-measuring system based on a laser sensor that registers the human photoplethysmogram. The primary information-measuring transducer of the physical quantity of the intensity of optical radiation into electric current is a photodiode mounted in a pulse oximeter (DP) sensor. Applied new technical solutions implemented in PSO-2KL, allowed to get rid of motion artifacts, as the main interference signal detection due to the use of a three-axis accelerometer in the sensor.

Ключевые слова: лазерный двухканальный пульсоксиметр, фотоплетизмограмма, датчик пульсоксиметрический, акселерометр.

Keywords: laser dual-channel pulse oximeter, photoplethysmogram, pulse oximetric sensor, accelerometer.

В серийно выпускаемых фотоплетизмографах, а также в пульсоксиметрах в состав датчика не входят схемы усиления сигнала фотодиода, в результате чего на качество регистрируемого сигнала сильно влияет кабель, соединяющий датчик с прибором, а также величина импульсного тока для включения светодиода. В созданном ПСО-2КЛ для исключения подобной проблемы усилитель расположен непосредственно в датчике пульсоксиметра (ДП). Такой подход позволяет снизить требования к кабелю, соединяющему ДП и прибору непосредственно.

Сигнал фотоплетизмограммы сильно подвержен влиянию артефактов движения пациентов. Различные производители медицинской техники применяют разнообразные способы обработки и проверки сигнала фотоплетизмограммы [1-2]. Данные способы предназначены для

обнаружения артефактов движения пациента по зарегистрированному сигналу. Необходимо отметить, что выявление артефактов представляет большую сложность для разработчиков, поскольку необходимо с достоверной точностью уметь отличать артефакты движений от аритмий. В ПСО-2КЛ в ДП применен акселерометр, позволяющий упростить обработку и проверку фотоплетизмограммы и в то же время повысить достоверность сигнала и уверенно отличать артефакт движения от аритмии. В ДП акселерометр регистрирует величину ускорения, которая возникает при движении пациента.

В конструкцию ДП (рис.1) входят два лазерных диода (ЛД), один фотодиод (ФД), усилитель фотосигнала (УФС) на базе прецизионных операционных усилителей, один акселерометр (А).

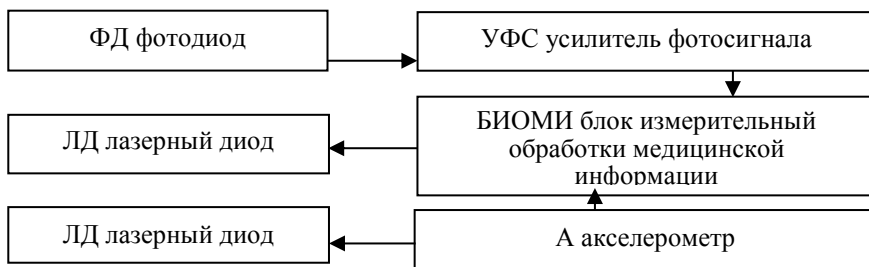


Рис.1. Состав ДП датчика пульсоксиметрического

Блок измерительный обработки медицинской информации (БИОМИ) (рис. 2) датчиков пульсоксиметрических (ДП) состоит из усилителя фотосигнала (УФС), двух источников тока прецизионных (ИТП), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), синхронизирующего устройства (СУ), устройство обработки данных (УОД), оперативно-запоминающего устройства (ОЗУ), постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), дисплея (Д).

Разработанный авторами аппарат ПСО-2КЛ имеет улучшенные характеристики от других производимых пульсоксиметров и отличается следующими техническими решениями: в датчике пульсоксиметрическом (ДП), в качестве источника излучения применен лазерный диод. Применение лазерного диода в датчике позволило точно регистрировать пульсовое кровенаполнение локального участка кровеносного сосуда. Применённые новые технические решения, реализованные в ПСО-2КЛ, позволили избавиться от артефактов движения, как основной помехи регистрации сигнала путем использования в датчике трехосевого акселерометра. Снижен уровень засветки фотодиода ДП собственным излучением.

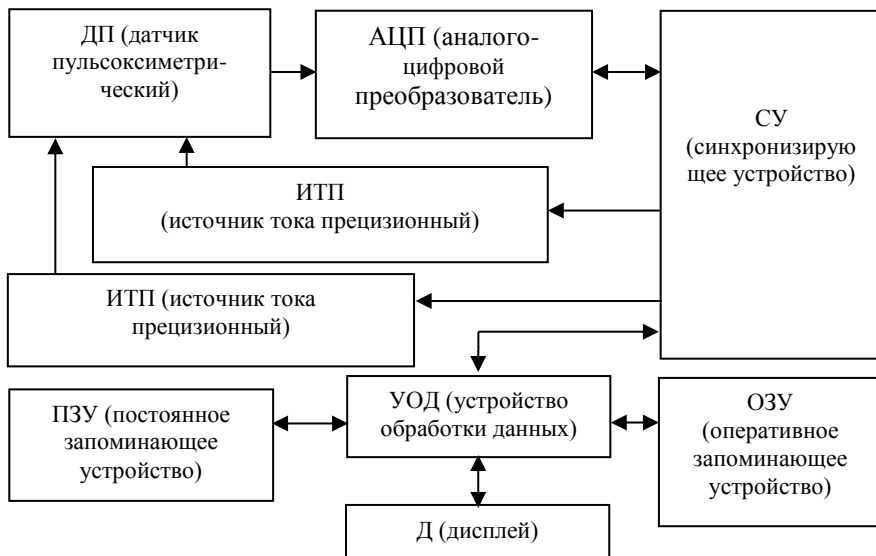


Рис. 2. Состав БИОМИ блока обработки медицинской информации

Разработанный оптический пульсоксиметр ПСО-2КЛ возможно интегрировать в информационно-измерительный комплекс на базе автоматизированного рабочего места врача [3], посредством передачи данных к основному компьютеру, для осуществления биодозиметрического контроля совместно работающими лечебными или физиотерапевтическими аппаратами.

Список литературы

1. Применение двухканального лазерного фотоплетизмографа в урологии / А.И. Ларюшин, М.А. Галкин, Е.А. Мишанин, А.П. Кузьмич, В.А. Новиков, Р.Н. Хизбуллин // Метрологический научно-технический журнал «Мир измерений». – 2010. – №9. – С.28-33.
2. Двухканальный лазерный фотоплетизмограф / А.И. Ларюшин, М.А. Галкин, Р.Н. Хизбуллин, В.А. Новиков // Метрологический научно-технический журнал «Мир измерений». – 2010. – №7. – С.22-28.
3. Автоматизированный медицинский аппаратный комплекс для предсменного осмотра персонала энергетических предприятий / Р.Н. Хизбуллин, А.И. Ларюшин. – Казань: Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. КГЭУ –2014. – № 1-2. – С.125-133.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 621.396.2

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61549cb54.68728347

С.Г. Чумаров

(г. Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Приведена актуальность применения оптических волокон в информационно-измерительных системах. Описан перспективный способ передачи и обработки оптического сигнала в таких системах.

The relevance of the use of optical fibers in information-measuring systems is given. A perspective method for transmitting and processing an optical signal in such systems is described.

Ключевые слова: информационная измерительная система, пропускная способность, волоконно-оптические линии связи

Keywords: information-measuring system, data rate, fiber optical lines

Волоконно-оптические датчики (ВОД) и волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) находят широкое применение в современных информационно-измерительных системах (ИИС) для автоматизированных систем контроля и управления практически во всех областях промышленности. Это обусловлено большим числом параметров оптического сигнала, содержащего одновременно информацию об изменяющихся во времени и пространстве фазе, амплитуде, длине волны и поляризации [1].

Оптические волокна (ОВ) по характеру использования делят на две группы: датчики с волокном в качестве линии передачи и с ОВ в качестве чувствительного элемента. ОВ обладают высокой надежностью, стабильностью, помехоустойчивостью и в перспективе возможностью подключения к оптическим интегральным микросхемам, в которых носителем информации служит свет, а логические операции выполняются оптическими элементами. В данном случае структурная схема волоконно-оптической ИИС показана на рис. 1. Оптическая интегральная микросхема позволяет обрабатывать сигнал с высокой производительностью, так как из-за нелинейности оптического сигнала относительно измеряемой величины требуются специальные алгоритмы обработки сигнала.

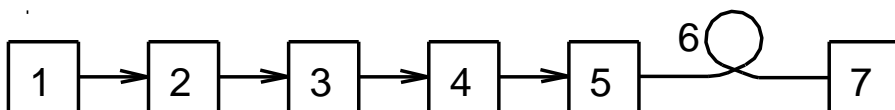


Рис. 1. Структурная схема волоконно-оптической ИИС: 1 – исследуемый объект, 2 – оптический датчик, 3 – лазер, 4 – оптический изолятор, 5 – оптический модулятор, 6 – ВОЛС, 7 – оптическая интегральная микросхема

Для распределенных ИИС необходимо упомянуть и другие достоинства ВОЛС: высокая пропускная способность, высокая энергоэффективность за счет применения пассивных оптических сетей [2], информационная безопасность [3] и др. В распределенных ИИС существует необходимость коммутации сигналов от большого числа датчиков. Самыми распространенными методами мультиплексирования являются волновое разделение каналов, применение многосердцевинного волокна [4] и акустооптического коммутатора [1].

Пропускную способность ВОЛС оценивают не только по максимальной скорости передачи, но и по дальности обеспечения данной скорости. Так, пропускная способность в одном многосердцевинном волокне 255 Тбит/с длиной в 1 км достигнута группой ученых из Нидерландов и США [4]. Такую пропускную способность удалось достичь благодаря тому, что по каждой из семи расположенных в форме соты сердцевин передавалось одновременно три моды. Увеличить пропускную способность препятствует дисперсия, возникающая при многократном отражении и преломлении луча в ОВ.

Таким образом, значительно увеличить пропускную способность можно объединением технологий спектрального и поляризационного разделения с пространственным мультиплексированием, а также QAM-256 с вероятностным формированием сигнального созвездия с компенсацией дисперсии и программной коррекцией ошибок.

Список литературы

1. *Давыдов, А.И.* Построение волоконно-оптической распределенной информационно-измерительной системы с акустооптической коммутацией пакетов/ А.И. Давыдов, А.А. Мухамадиев, М.А. Ураксеев // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2013. –№ 1. –Т. 9. – С. 80-83.
2. *Чумаров, С.Г.* Исследование энергопотребления в пассивных оптических сетях / С.Г. Чумаров // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014: Материалы XV Международной научно-технической конференции. Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014: материалы XII Международной научно-технической конференции. Казань, 18-21 ноября 2014 года. Казань, 2014. – Т.3 – С. 310-312.
3. *Чумаров, С.Г.* Моделирование угроз для сетей IP-телефонии/ С.Г. Чумаров, Г.В. Сидоров // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике (ИТЭЭ-2018): материалы XI Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары, 2018. – С. 491-494.
4. *R. G. H. vanUden, R. Amezcua Correa, E. AntonioLopez, F. M. Huijskens, C. Xia, G. Li, A. Schülzgen, H. deWaardt, A. M. J. Koonen and C. M. Okonkwo.* Ultra-high-density spatial division multiplexing with a few-mode multicore fibre // Nature photonics, vol. 8, 2014. С. 865–870.

Материал поступил в редколлегию 05.10.18.

СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И УСТРОЙСТВ»

УДК 001.891.57

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e618a0af99.61939320

Р.Н. Хизбуллин, М.В. Венюков, Б.И.Сафиуллин
(г. Казань, Казанский государственный энергетический университет)

МОДЕЛИ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Рассмотрены актуальные проблемы, возникающие при решении задач повышения эффективности в эксплуатации, диагностике и ремонте электротехнических устройств ЭПС. Описан метод тестового диагностирования, которому принадлежит важная роль в определении требуемого уровня качества функционирования и надежности электротехнических устройств.

In this study is associated with the allocation of topical problems arising in solving problems, improving efficiency in operation, in the diagnosis and repair of electrical devices EPS. In determining the required level of quality of operation and reliability of electrical devices, a large role belongs to the methods of test diagnosis.

Ключевые слова: диагностирование, электротехнические устройства ЭПС, алгоритм диагностирования.

Keywords: diagnostics, electrical devices EPS, diagnostic algorithm.

В диагностических комплексах используются такие режимы как тестовый и функциональный. Тестовый режим основан на разделении основного источника от управляющего сигнала. Итерационные методы измерения рационально используются для получения характеристик и параметров объекта диагностики [1]. Существует большое число устройств, где тестовый режим диагностирования требует измерения скоростей, что затруднительно сказывается на применении точных итерационных методов, требующих значительных временных ресурсов. Высокий уровень достоверности может быть получен уменьшением вероятности событий забраковки исправного устройства и необнаружения неисправности или отказа, что требует значительного уменьшения инструментальной и методической погрешности систем измерения.

Уменьшение методической погрешности систем измерения может привести к повышению достоверности в тестовом режиме диагностирования. Возможны два

варианта: первый - между полезным сигналом и помехой отсутствует корреляция, второй – между сигналом и помехой существует корреляционная связь.

Алгоритм диагностирования приведен на рис. 1.

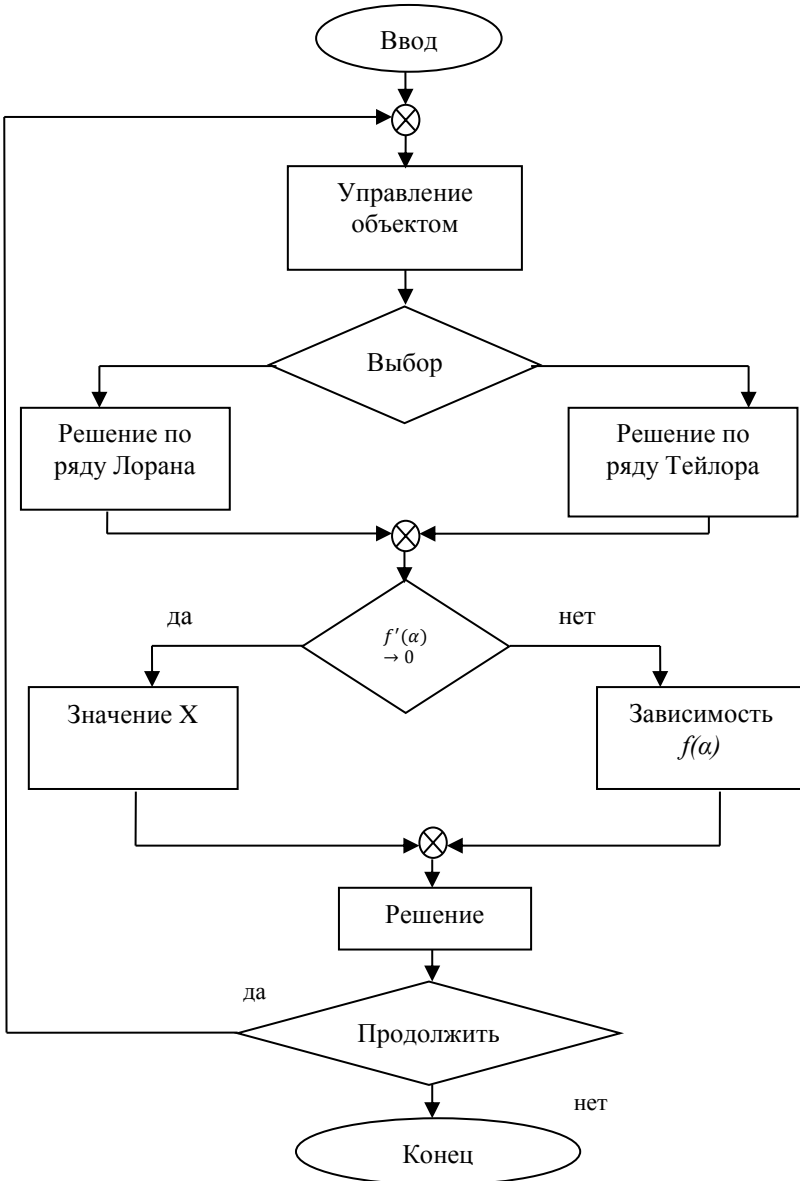
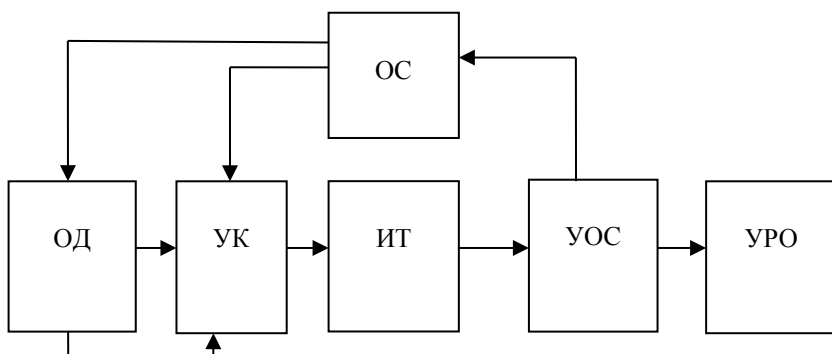


Рис.1. Алгоритм диагностирования

За основу тестовых методов диагностики была взята подача тестового сигнала управления, а также получение отклика контролируемого устройства и сравнение показателей с допустимыми нормами.

Структурная схема тестового измерения показана на рис. 2.



*Рис.2. Структура модели диагностики электрических схем:
ОС – обратная связь; ОД – объект диагностирования; УК – устройство коммутационное; ИТ - измерительный тракт; УОС – устройство обработки сигнала; УРО – устройство регистрации и отображения*

За период времени накапливается результат измерения, после чего можно вычислить значение контролируемого параметра состояния объекта диагностирования ОД.

На основе построенной модели диагностируются параметры объекта [2-3]. Следует отметить, что модели, основанные на статических методах вычисления, не позволяют сделать корректировки результатов с учетом возможной методической ошибки измерения. Соответственно нужно установить функцию состояния объекта с выявлением ошибки первого и второго рода.

Список литературы

1. *Наговицын, В.С.* Системы диагностики железнодорожного подвижного состава на основе информационных технологий / В.С. Наговицын. – М.:ВИНИТИ РАН, 2004. – 248 с.
2. *Хизбуллин, Р.Н.* Обоснование выбора чувствительного элемента прецизионного датчика температуры / Р.Н.Хизбуллин, М.Ф. Замалдинов. // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. –2011. –№1-2. – С.38-45.
3. *Хизбуллин, Р.Н.* Проектирование светосигнальной аппаратуры на базе сверхъярких светодиодов для электроподвижного состава городского электрического транспорта / Р.Н.Хизбуллин. – Казань: КГЭУ, 2005.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 004.942

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61b8d57a5.34063372

Э.Х. Галиев, А.А. Майоров, И.Ф. Мингазов
(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический
университет им. А. Н. Туполева – КАИ)

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКТИВНОЙ СХЕМЫ УПРАВЛЯЕМОГО КОМПЛЕКСИРОВАННОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА (ОЭП)

Описывается разработка конструктивной схемы ОЭП с использованием программы Solid Works. Выбран способ подачи питания и съема сигнала с помощью электрощеток. Получены характеристики платформы.

This article describes the development of the design scheme of the ECO. Solid Works program was used to develop the ECO scheme. Applied the method of supply and removal of the signal with the help of brushes. The characteristics of the platform are obtained.

Ключевые слова: Solid Works, ОЭП, двигатель, электрощетка.

Keywords: Solid Works, ECO, engine, electric switch.

Для создания конструктивной схемы управляемой платформы была использована программа Solid Works [1].

Solid Works – программный комплекс САПР для автоматизации работ промышленного предприятия на этапах конструкторской и технологической подготовки производства [2].

Состав конструктивной 3D-модели включает:

1. Корпус внутренней рамки, управляемый по углу места, которая включает объектив, два двигателя, два подшипника.
2. Внешнюю рамку, управляемую по азимуту, которая включает вал внешней рамки, управляемой по азимуту, два подшипника, двигатель.
3. Корпус прибора, закрепленный на судне, состоит из крышки под двигатель, крышки для подшипника.

На рис. 1 представлена модель прибора, состоящая из корпуса внутренней рамки, управляемой по углу места; внешней рамки, управляемой по азимуту и корпуса, закрепленного на судне.

На рис. 2 и 3 представлены разрезы модели ОЭП в двух плоскостях. Из разреза на рис. 2 видно, как закреплен объектив в корпусе внутренней рамки, управляемой по углу места и установлены ящики с электроникой. Также можно увидеть, как закреплены двигатель, датчик угла и подшипники внешней рамки, управляемой по азимуту.

В разрезе из рис. 3 видно, как установлены двигатели и подшипники корпуса внутренней рамки, управляемой по углу места.

На рис. 4 представлен способ подачи питания на двигатель внешней рамки и съема сигнала с датчика угла с помощью электрощеток [3].

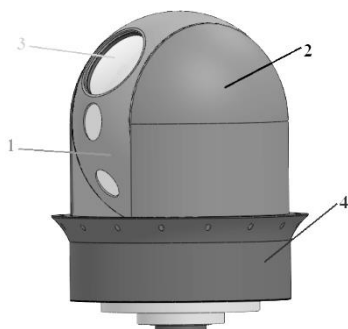


Рис. 1. Общий вид модели:
1-корпус внутренней рамки управляемый по углу места, 2-внешняя рамка управляемая по азимуту, 3-объектив, 4- корпус закрепленный на судне

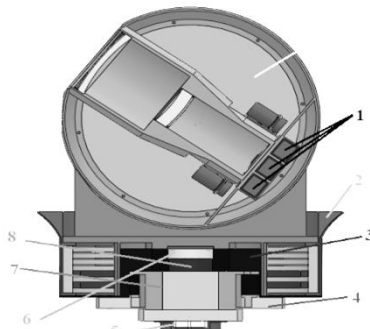


Рис. 2. Разрез модели прибора с одной стороны:
1-блоки с электроникой, 2-корпус прибора, 3-крышка под двигатель, 4-крышка под подшипник, 5-датчик угла, 6-подшипники, 7-двигатель вращающий внешнюю рамку по азимуту, 8-вал внешней рамки по азимуту, 9-крышка корпуса внутренней рамки управляемой по углу места

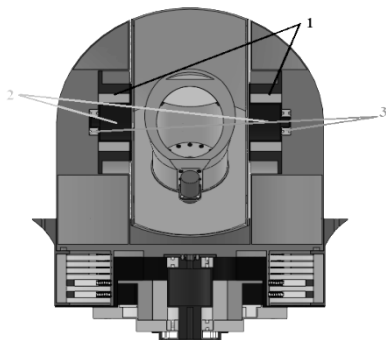


Рис. 3. Разрез модели со второй стороны:
1-двигатели вращающие корпус внутренней рамки управляемой по углу места, 2-вал корпуса внутренней рамки по углу места, 3-подшипники

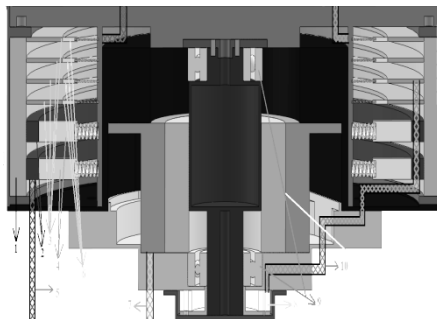


Рис. 4. Способ подачи питания на двигатель внешней рамки и съема сигнала с датчика угла с помощью электрощеток:
1-изолятор, 2 и 3 кольца, 4-силовые электрощетки, 5-кабель питания двигателя по углу места, 6-сигнальные электрощетки, 7-кабель питания двигателя по азимуту, 8-датчик угла, 9-подшипники, 10-сигнальный кабель, 11-двигатель

В результате проведенной работы из характеристик, представленных в программе Solid Works, выбираем массу $m=25,378$ кг и момент инерции нагрузки $J_H=0,3746$ кг*м². Габариты прибора: D-h=0,35736-0,51207=182,99 м, где D- диаметр, h-высота.

Список литературы

1. Сотников, Н.Н. Основы моделирования в Solid Works. / Н.Н. Сотников, Д.М. Козырь. Томск: Издательство Томского политехнического университета, 2013. – 129 с.
2. Электрощетки. <http://fb.ru/article/297401/schetki-elektrodvigatelya-naznachenie-vidyi-zamena> .
3. Алямовский, А.А. SolidWorks Simulation. Инженерный анализ для профессионалов: задачи, методы, рекомендации/ А.А. Алямовский. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 562 с.

Материал поступил в редколлегию 15.09.18.

УДК 519.8 621.31

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61d557532.76134464

Е. С. Кинев

(г. Красноярск, ООО «Тепловые электрические системы»)

А. А. Тяпин

(г. Красноярск, Сибирский федеральный университет)

СХЕМОТЕХНИКА ПОДКЛЮЧЕНИЯ IGBT-ИНВЕРТОРА К МНОГОФАЗНОЙ ИНДУКЦИОННОЙ МАШИНЕ

Рассмотрены особенности подключения инверторов к линейным индукционным машинам, предназначенным для перемешивания алюминиевых сплавов. Режимы частотного преобразователя с несимметричным индуктором выходят далеко за рамки, типовых и близки к аварийным. Поэтому при разработке трёхфазных IGBT-инверторов учитывают схемотехнику обмоток индукционных машин и низкий коэффициент мощности. Проектирование инвертора выполняют по результатам моделирования магнитного поля и режимов силовых цепей. Распределение токов и магнитодвижущих сил в обмотках исследуют с применением векторных диаграмм. По результатам расчета выбирают комплектующие, а в алгоритме ШИМ-контроллера предусматривают мутацию режима и ограничивают диапазон срабатывания защиты.

The paper discusses the features of connecting inverters to linear induction machines for stirring aluminum alloys. Modes of the inverter with an asymmetrical inductor go far beyond the typical, and close to emergency. Therefore, when developing three-phase IGBT-inverters, circuitry of induction machine windings and a low power factor are taken into account. The design of the inverter is performed according to the results of modeling a magnetic field and power circuit modes. The distribution of currents and magnetomotive forces in the windings is investigated using vector diagrams. According to the calculation results, components are selected, and in the PWM controller algorithm, the mode mutation is provided for and the range of protection is limited.

Ключевые слова: трёхфазный частотный инвертор, индуктор продольного магнитного поля, схемотехника индукционной машины, моделирование силовых цепей, векторная диаграмма токов, нелинейная магнитная схема замещения, МДС многофазной обмотки индуктора.

Keywords: three-phase frequency inverter, longitudinal magnetic field inductor, induction machine circuitry, power circuit simulation, vector current diagram, nonlinear magnetic equivalent circuit, magnetomotive force of the inductor multiphase winding.

Постановка задачи. Транзисторные инверторы с регулируемой частотой тока получили широкое распространение в качестве источников питания индукционного металлургического оборудования [1]. Это обусловлено их неоспоримыми достоинствами, надёжностью, экономичностью, невысокой стоимостью и несложной схмотехникой. Структура трёхфазного частотного преобразователя уже стала классической и содержит управляемый входной выпрямитель с модулем сброса мощности, звено постоянного тока с накопителем энергии и силовое выходное звено – IGBT-инвертор. Вместе с электромагнитным индуктором источник питания образует комплекс оборудования, который может быть использован по различному назначению, от перемешивания жидкого металла до экструзии алюминия. Исполнительные органы подобных комплексов – индукционные устройства (индукторы) с обмотками могут быть весьма разнообразными, например, учитывая их применение в качестве линейных машин [2]. Конфигурация индуктора зависит от его назначения и габаритной мощности, причём схмотехника подключения обмоток индукционных машин (ИМ) довольно многообразна [3]. Помимо традиционных схем звезды и треугольника, применяют неполнофазные, открытые, комбинированные и сдвоенные соединения. А ввиду инверсии подключения фаз или изменения направления навивки обмоток при использовании магнитопроводов число вариантов схем увеличивается. При этом в большинстве случаев многофазные схемы, в отличие от классического асинхронного двигателя, оказываются несимметричными [4]. Это приводит к несимметричным режимам частотных преобразователей. Такая особенность заставляет более внимательно относиться к разработке инверторов, изменению их аппаратного оснащения, коррекции алгоритмов управления и модификации защит [5].

Решение. Специфика конструкции укороченных трёхфазных индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом [2] обуславливает несимметрию токов и магнитных потоков в индукторе комплекса электромагнитного перемешивания (ЭМП) расплава алюминия в печах. Для перемешивателей среднего габарита с эквивалентным коэффициентом мощности 0,05 – 0,1 на частоте около 1 Гц применяют частотные преобразователи, мощностью до 400 кВА при токах 250-300 А и напряжениях до 400 В.

Схема подключения силового звена электронного частотного инвертора [1], построенного на базе трех полумостов (D_1 , D_2 , D_3) к трёхфазному индуктору в звезде, показана на рис. 1. Силовой модуль обозначен – 1, звено постоянного тока с модулем утилизации мощности – 2, индукционная машина – 3. Для выравнивания симметрии напряжений использовано подключение нейтрали. Реализована схема $AxYbCz$.

Наиболее часто индукционные машины делают в трёхзонном исполнении. Это обусловлено спецификой размещения индуктирующих катушек многофазной обмотки на магнитопроводе [6]. В трёхзонной конструкции индукционная машина имеет три сосредоточенные обмотки, по 10 - 12 катушечных групп в каждой, локализованные между четырьмя зубцами. В представленной на рис. 1 конфигурации предусмотрено включение трехфазных обмоток в треугольник с параметрами: число фаз $m = 3$, число пар полюсов $2p = 4/3$, число зубцов $Z = 4$, фазная зона $\alpha = 60$.

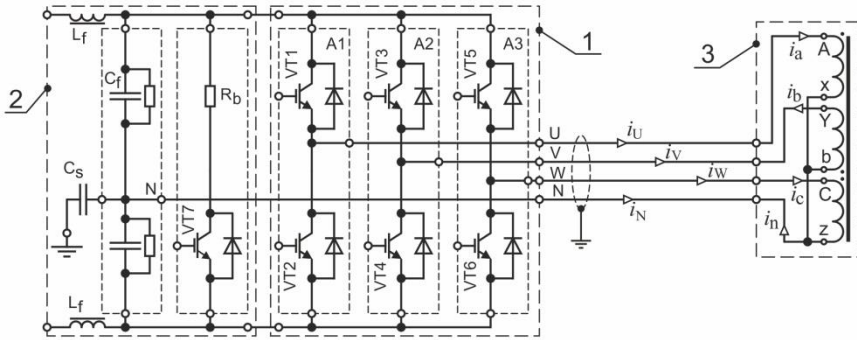


Рис. 1. Подключение инвертора к трёхзонной ИМ при соединении звездой

Учитывая разомкнутый характер магнитопровода [2], первоначально магнитными связями между фазами следует пренебречь. На предварительном этапе для схемы рис. 1 составляют топологические уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{I}_U &= \dot{I}_a, & \dot{I}_V &= -\dot{I}_b, & \dot{I}_W &= \dot{I}_c, \\ \dot{I}_a - \dot{I}_b + \dot{I}_c - \dot{I}_n &= 0 & \text{или} & & \dot{I}_n &= \dot{I}_a - \dot{I}_b + \dot{I}_c. \end{aligned} \quad (1)$$

Далее записанные соотношения используют для предварительной идентификации режима частотного инвертора путём построения и анализа векторной диаграммы. Более точно режим частотного преобразователя исследуют на этапе математического моделирования и оптимизации, а затем при проведении испытаний физической модели комплекса в целом [7].

Схема индуктора в треугольнике, при аналогичном $AxYbCz$ -варианте подключения к транзисторному инвертору, показана на рис. 2. Для соединения обмоток треугольником также составляют систему уравнений по законам Кирхгофа:

$$\begin{aligned} \dot{I}_U + \dot{I}_c - \dot{I}_a &= 0, & \dot{I}_U &= \dot{I}_a - \dot{I}_c, \\ \dot{I}_V + \dot{I}_b + \dot{I}_a &= 0, & \dot{I}_V &= -\dot{I}_a - \dot{I}_b, \end{aligned} \quad (2)$$

$$i_W - i_c - i_b = 0, \quad i_W = i_c + i_b.$$

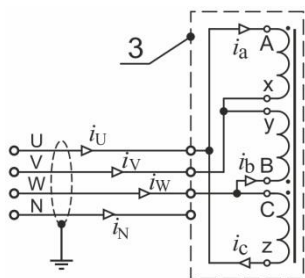


Рис. 2. Соединение ИМ треугольником

Записанные соотношения используют для идентификации режима инвертора и оценки переноса мощности между фазами. Дело в том, что в обмотках индукторов циркулируют большие реактивные мощности, поскольку режим индуктора близок к холостому ходу.

Отсутствие вращения в индукционных машинах создаёт определённые особенности управления электроникой, особенно при аварийной остановке. Такая ситуация возможна не только в случае внезапного прекращения электроснабжения, но также при возникновении аварий в системе

электропитания или в обмотках.

Общий вид индуктора продольного магнитного поля, предназначенного для перемешивания расплава алюминия в печах, и векторная диаграмма его МДС показаны на рисунке 3. Реализована аналогичная схема включения обмоток с несколько иным наименованием AxZcBy.

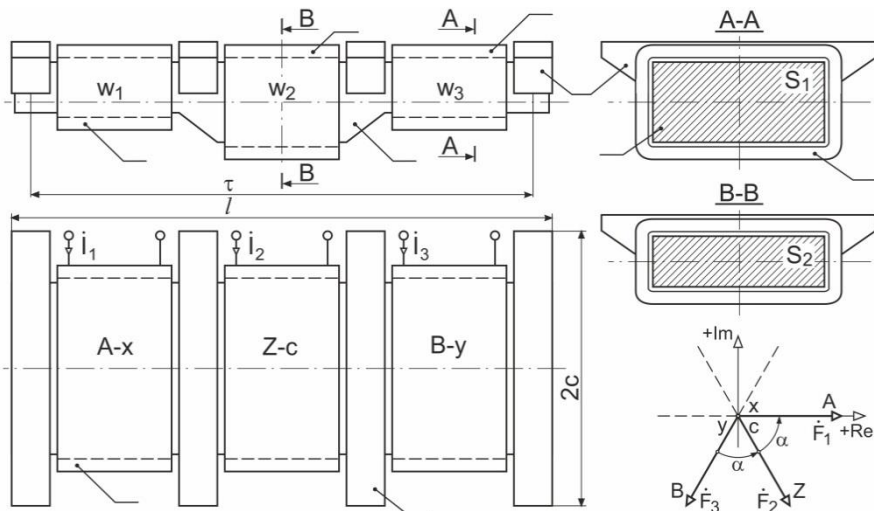


Рис. 3. Общий вид индукционной машины продольного магнитного поля

Учитывая нелинейные характеристики среды, а также сложную конфигурацию магнитной цепи, аналитический расчет распределения

многофазных магнитных потоков в ярме и зубцах крайне затруднителен. Тем не менее, задача достоверного определения размера фазных зон в пределах полюсного деления τ индукционной машины очень важна для оценки её эффективности при воздействии на расплав металла [8]. Поэтому для предварительного анализа применяют идеализированные векторные диаграммы, в которых заданному расположению векторов МДС (тока) соответствует идеальное распределение векторов магнитных потоков в областях магнитопровода, по оси обмоток. Следует заметить, что значительно больший интерес представляет решение задачи о достоверной оценке распределения магнитной индукции в зубцах. Именно зубцы индукционной машины ориентированы непосредственно в расплав металла и выполняют в индукторе роль концентраторов магнитного поля. Однако напрямую, по идеализированной картине МДС в обмотках, ориентацию векторов поля в зубцах определить не представляется возможным. Поэтому на первом этапе анализируют распределение токов, в треугольнике или в звезде по топологическим уравнениям, откуда получают сведения о режимах фаз инвертора, и о характере искажения симметрии токов. Уточнённую картину поля и распределение токов в обмотках получают путём вычислительного эксперимента с применением систем машинного моделирования наподобие Ansys Multyphysics [9] или Comsol Multyphysics.

По системам уравнений (1) и (2) для установившегося режима трёхфазной индукционной машины строят векторные диаграммы токов, потребляемых от инвертора. На рис. 4а показано распределение токов в инверторе, подключенном к звезде. На рис. 4б представлены токи в источнике, подключенном к треугольнику обмоток ИМ. В обоих случаях предполагается наличие одинаковых фазных токов I_a , I_b , I_c в обмотках, для которых при инвертировании средней фазы обеспечен фазовый сдвиг $\alpha = \pi/3$. Инверсия фазы – это традиционный прием, применяемый в индукторах для получения нужного характера распределения магнитных потоков.

Судя по диаграммам, в обоих схемах подключения индукционной машины режим работы инвертора несимметричен. Токи в линейных проводах могут не только отличаться по величине, но и уходить в обратную последовательность. При соединении звездой возникает ток в нейтральном проводе I_N удвоенной величины по отношению к любой фазе. Ток первой фазы инвертора (рис. 4а) имеет индуктивный (отстающий) характер при крайне малом значении коэффициента мощности, для фазового сдвига φ_U , близкого к углу $\pi/2$. Ток второй фазы инвертора имеет емкостной (опережающий) характер, для фазового сдвига φ_V , близкого к углу $(\pi/2 + \delta_V)$,

свойственного уже для режима генерации. Ток третьей фазы инвертора дублирует ток первой фазы при столь же большом значении фазового сдвига φ_W и малом индуктивном коэффициенте мощности.

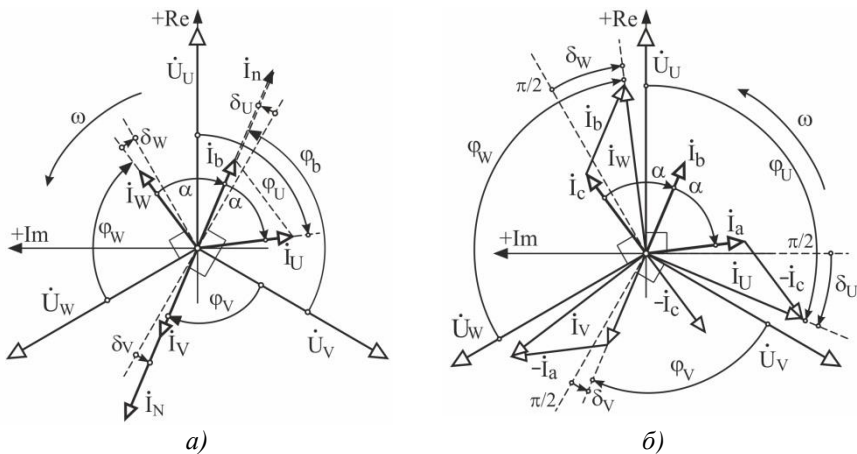


Рис. 4. Векторные диаграммы токов инвертора

При соединении обмоток индуктора треугольником возникает практически зеркальная картина (рис. 4б), при которой первая и вторая фазы уходят в режим рекуперации, а средняя фаза работает, сохраняя индуктивный характер потребления при крайне низком коэффициенте мощности. Так, в фазе U ток I_U отстаёт от напряжения на угол $(\pi/2 + \delta_U)$, несколько больший значения 90° , а сама фаза принимает генераторный характер с индуктивным коэффициентом мощности. Ток фазы V инвертора остаётся индуктивным для фазового сдвига φ_V , несколько меньшего значения, чем $\pi/2$, сохраняя свойства фазы как электроприемника. Ток фазы W отстаёт от напряжения на угол $\varphi_W = (\pi/2 + \delta_W)$, а фаза приобретает характер генератора с индуктивным коэффициентом мощности для угла δ_W . Нужно заметить, что анализ схемотехники выполнен для идеализированного режима, без учёта несинусоидальности токов, а рассмотренные варианты включения обмоток трёхзонной машины относят к наиболее простым. При учёте насыщения стали магнитопровода в расчетах цепей приходится применять метод гармонического баланса, а взаимные индуктивности соседних фаз учитывать в матричном виде. Поэтому анализ задачи существенно усложняется, а характер распределения токов и магнитных потоков несколько изменяется.

Тем не менее, полученные закономерности позволяют сформулировать комплекс требований к инвертору, среди которых следует учесть

возможность гибкого и раздельного перехода фаз из генераторного режима в режим электропотребления (рекуперации) мощности. При этом в алгоритмах ШИМ-управления нужно предусмотреть коррекцию для разнородной динамически изменяющейся нагрузки при переходе от емкостного характера к индуктивному и наоборот. Детализированный анализ динамических режимов работы трёхфазного инвертора на индукционную машину при наличии технологических реверсов следует изучить особенно тщательно, для выявления предельных значений изменения фазовых углов.

Ниже, на рис. 5, показаны некоторые результаты моделирования электромагнитного режима индуктора, полученные при анализе распределения магнитной индукции в обмотках w_1, w_2, w_3, w_4 и ярме (рис. 3).

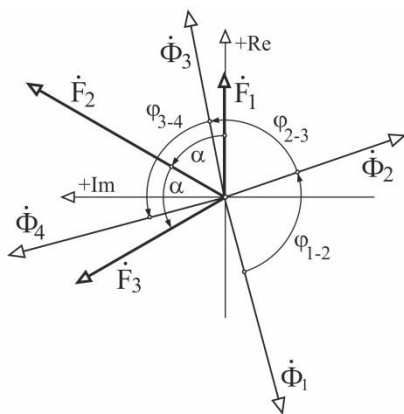


Рис. 5. Векторные диаграммы магнитных потоков ИМ

По векторной диаграмме можно заметить, что инвертированная МДС второй фазы индукционной машины приводит к относительно равномерному распределению магнитных потоков $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \Phi_4$ в зубцах, при их фазовом сдвиге, близком к $\pi/2$. Причём тяговые усилия индукционной машины оказываются распределёнными равномерно по всему габариту индуктора при фазовых сдвигах $\varphi_{1-2}, \varphi_{2-3}, \varphi_{3-4}, \varphi_{4-1}$. Оценку уточнённой картины распределения бегущего поля с учетом насыщения стали и

взаимной индуктивности обмоток относят к последующему этапу оптимизации режимных параметров ИМ [7]. Нужно заметить, что интерфейс программной среды Ansys позволяет создавать численные модели большого размера, состоящие из модулей для разных подсистем [9]. При этом далеко не всегда рационально генерировать гибридные модели, учитывающие особенности гидродинамики и температурного поля расплава, интенсивность магнитного поля индуктора в совокупности с электромагнитными режимами системы электропитания. В большинстве случаев расчёт и моделирование режима инвертора и далее – системы электроснабжения – можно разграничить с моделированием электромагнитного режима индуктора. Опираясь на параметры намагничивающих токов в обмотках, можно

рассчитать распределение магнитных потоков в ярме и зубцах и определить тяговые характеристики индукционной машины продольного магнитного поля.

Анализ схемотехники подключения многофазных транзисторных инверторов для широкого перечня индукционных машин, в трёх-, четырех-, шестизоном исполнении представляет собой объёмную задачу, из решения которой можно получить исчерпывающие сведения о номинальных и предельных режимах работы частотных преобразователей. Систематизация сведений об оптимальных согласованных несимметричных режимах работы инверторов позволит сформулировать строгие требования для разработчиков и проектировщиков силового электронного оборудования, предназначенного для металлургических комплексов перемешивания сплавов алюминия.

Список литературы

1. *Туарин, А. А.* The structure of electromagnetic stirrers // Znanstvena Misel Journal / Global Science Center LP, Ljubljana, №20-1, 2018. – P. 50-57.

2. *Вольдек, А. И.* Искажение симметрии напряжений и токов в индукционных машинах с разомкнутым магнитопроводом / А.И. Вольдек // Известия вузов. Электромеханика. – 1960. – № 5. – с. 78.

3. *Круминь, Ю. И.* Взаимодействие бегущего магнитного поля с проводящей средой/ Ю.И. Круминь. – Рига: Зинатне, 1969. – 259 с.

4. *Чаплыгин, Е. Е.* Несимметричные режимы трехфазного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности/ Е.Е. Чаплыгин // Электричество. – 2005. – № 9. – С.55-62.

5. *Мыцык, Г. С.* Трехфазные инверторы напряжения, нечувствительные к несимметрии нагрузки / Г.С. Мыцык, Хлаинг Мин У. – М.: Вестник МЭИ. – № 4. – 2016. – С.62-68.

6. *Баранов, Г. А.* Расчет и проектирование индукционных МГД-машин с жидкометаллическим рабочим телом / Г.А. Баранов, В.А. Глухих и др. – М.: Атомиздат, 1978. – 248 с.

7. *Кинев, Е. С.* Параметрическая оптимизация многофазных индукционных систем / Е. С. Кинев и др. // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2009. – Т. 5. – № 12. – С. 35-40.

8. *Тяпин, А. А.* Оценка глубины проникновения электромагнитной волны в расплавленный алюминий / А. А. Тяпин, В. Ю. Андрющенко, В. А. Горемыкин, Е. С. Кинев// Инновационные научные исследования: теория, методология, практика: сборник статей XV Международной научно-практической конференции. – Пенза: МЦНС «Наука и Просвещение», 2018. – С. 27-34.

9. *Морозов, Е. А.* ANSYS в руках инженера / Е. А. Морозов, А. Ю. Муйземнек, А. С. Шадский. – М.: Ленанд, 2018. – 456 с.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 629.4+62-83

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61e466027.02713712

Д.В. Конохов, Г.А. Федяева, А.Г. Надточей
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Описан способ энергоэффективного прямого управления моментом асинхронных тяговых электродвигателей при реализации в системе управления критерия минимума тока статора. Представлены результаты аналитической оценки эффекта при реализации данного энергоэффективного способа.

The article describes a method of energy-efficient direct torque control of asynchronous traction motors in the implementation of the control system of the minimum current criterion of the stator. The results of the analytical evaluation of the effect in the implementation of this energy-efficient method are presented.

Ключевые слова: энергоэффективность, асинхронный двигатель, прямое управление моментом, оптимизация.

Keywords: energy efficiency, asynchronous motor, direct torque control, optimization.

Наиболее актуальным направлением исследований в области тягового электропривода и электропривода в целом является реализация энергосберегающих технологий, направленных на снижение потребляемой мощности и повышение к.п.д. установки. В данной работе описан способ энергоэффективного управления асинхронными тяговыми электродвигателями в системе прямого управления моментом. Этот способ заключается в модернизации алгоритма функционирования традиционной системы прямого управления моментом (DTC – direct torque control) при реализации в ней критерия оптимизации, направленного на снижение потребления тока статора от источника электроэнергии, так называемого критерия минимума тока статора.

Данный критерий реализуем в системе прямого управления моментом посредством оптимального регулирования величины задания потокосцепления статора, при этом в традиционной системе DTC данная величина остается неизменной в первой зоне регулирования. Величина задания потокосцепления статора при реализации энергоэффективного алгоритма регулируется в зависимости от текущего задания на момент асинхронного тягового двигателя (АТД). Была разработана графоаналитическая методика расчета данной зависимости, опирающаяся на векторную диаграмму и Т-образную схему замещения АТД [1;2]. Эта методика подразумевает расчет опорных точек оптимальной зависимости с

их последующей аппроксимацией с применением численных методов. Пример такой оптимальной зависимости приведен на рис. 1.

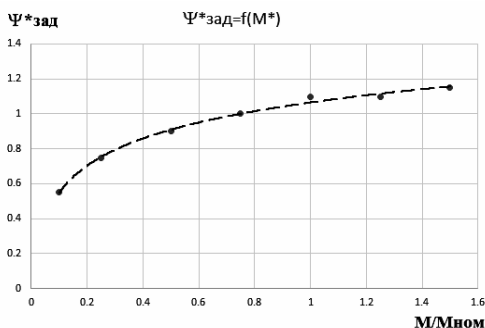


Рис. 1. Оптимальная зависимость задания потока сцепления статора от задания на момент АД в относительных единицах

Каждая точка зависимости (величина задания потока сцепления статора) рассчитывается из условия достижения минимума тока статора АД при данном задании на момент с учетом насыщения магнитной цепи и минимального допустимого потока АД. Расчет производился для асинхронного тягового двигателя АД917УХЛ1, применяемого на тепловозах ТЭМ9Н и 2ТЭ25А.

Была проведена сравнительная оценка предлагаемого энергоэффективного способа управления асинхронными тяговыми двигателями. Получены зависимости тока статора от момента АД при реализации энергоэффективного алгоритма и при традиционном построении системы управления, а также выполнена оценка повышения КПД электропривода с асинхронными тяговыми двигателями АД917УХЛ1.

Результаты показали значительный эффект внедрения данного энергоэффективного способа управления АД в системе прямого управления моментом при моментах нагрузки ниже $0,6M_{НОМ}$ и при моментах выше $1,1M_{НОМ}$.

Вблизи точки номинального момента эффект проявляется в незначительной степени. Снижение тока статора при малых моментах ($\approx 0,1 \dots 0,25 M_{НОМ}$) достигает 25-45% при этом КПД тягового электропривода возрастает на 10-15%, что является весьма высокими показателями повышения энергоэффективности.

Список литературы

1. Конохов, Д.В. Энергоэффективное двухзонное регулирование электропривода с прямым управлением моментом асинхронных двигателей / Г.А. Федяева, Ю.М. Иньков, Д.В. Конохов, А.Н. Тарасов // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2018. – № 1. – С. 31 - 36.

2. Конохов, Д.В. Моделирование системы энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного электропривода с прямым управлением моментом / Д.В. Конохов, Г.А. Федяева, А.Н. Тарасов, Т.В. Смородова // Вестник Брянского государственного технического университета – 2016. – №1(49). – С. 127-133.

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 621.31

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61fe95cd4.50745333

Р.М. Мударисов, А.И. Федотов

(г. Казань, Казанский государственный энергетический университет)

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ОДНОФАЗНЫХ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЯХ

Приведены особенности оценки устойчивости синхронных двигателей при кратковременных нарушениях питания, обусловленных однофазными короткими замыканиями в системах внешнего электроснабжения.

This thesis shows features that must be taken into account during synchronous motor`s stability estimation under single-phase short circuit faults.

Ключевые слова: синхронный двигатель, однофазное короткое замыкание, устойчивость.

Keywords: synchronous motor, single-phase short circuit, stability.

Одной из причин нарушения устойчивости синхронных двигателей (СД) является кратковременное нарушение электроснабжения (КНЭ), выраженное в виде провала напряжения, обусловленного короткими замыканиями (КЗ) в системах внешнего электроснабжения (СВЭ), 60-70% которых приходится на однофазные короткие замыкания (ОКЗ).

Задача обеспечения устойчивости СД при КНЭ, как правило, решается внедрением устройств быстродействующего автоматического включения резерва (БАВР) или локализацией аварии защитами линий электропередачи (ЛЭП). В обоих случаях требуется обоснование методик оценки допустимой длительности КНЭ двигателя по условию сохранения его устойчивости.

Исследования, которые проводятся в данной области, необоснованно осуществляются без учета переходного процесса (ПП), возникающего в системе внешнего электроснабжения; зависимости напряжения на шинах СД от распределения токов симметричной последовательности по элементам СВЭ; влияния КНЭ на двигатель через систему возбуждения (СВ).

Достоверная оценка устойчивости СД возможна при устранении указанных недостатков, что обеспечивается использованием численного моделирования аварийных режимов двигателей на основе программного пакета Simulink (MatLab) и обоснованием методик проведения данной оценки.

На рис. 1 приведена схема замещения системы электроснабжения СД при ОКЗ в питающей линии, где E_1 , Z_{11} – эквивалентная ЭДС и сопротивления отдельных последовательностей энергосистемы; E_5 , Z_{51} – ЭДС и сопротивления отдельных последовательностей СД; $Z_{2i}(n)$ – сопротивления отдельных последовательностей ЛЭП на участке от шин системы до места замыкания; $Z_{3i}(n)$ – сопротивления отдельных последовательностей ЛЭП на участке от места замыкания до понижающего трансформатора; Z_{4i} –

сопротивление отдельных последовательностей понижающего трансформатора; n – относительная удаленность замыкания от шин системы.

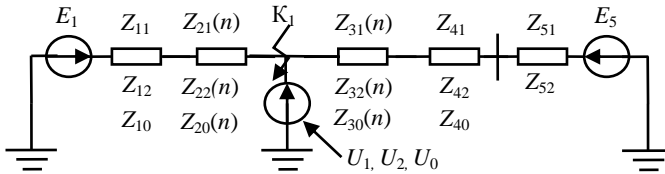


Рис. 1. Схема замещения СВЭ

Из-за схемы соединения обмоток понижающих трансформаторов на СД подаются только прямая и обратная последовательности напряжения:

$$U_1 = \frac{E_5(Z_{31}(n) + Z_{41})e^{j30^\circ} + (E_1 Z_{71}(n) + E_5 Z_{61}(n))(Z_{\Sigma 2}(n) + Z_{\Sigma 0}(n))Z_{51}}{Z_{71}(n) \cdot Z_{81}(n) \cdot Z_{\Sigma}(n) \cdot Z_{71}(n)} e^{j30^\circ}, \quad (1)$$

$$U_2 = - \frac{E_1 \cdot Z_{71}(n) + E_5 \cdot Z_{61}(n)}{Z_{81}(n) \cdot Z_{\Sigma}(n)} \cdot \frac{Z_{\Sigma 2}(n) \cdot Z_{52}}{Z_{72}(n)} e^{-j30^\circ}. \quad (2)$$

Прямая последовательность напряжения (U_1) создает вращающий момент, а обратная последовательность (U_2) – тормозной, поэтому для определения условий возникновения наиболее тяжелого с позиции устойчивости двигателя ОКЗ введем относительный коэффициент несимметрии напряжения (ОКН), под которым будем понимать отношение напряжения обратной последовательностям к напряжению прямой последовательности (U_2/U_1).

На рис. 2 приведены зависимости ОКН от удаленности замыкания (n): линия L_1 соответствует режиму с питающей линией длиной 1 км при $Z_{10}=0$ Ом и $Z_{11}=0,253+j1,588$ Ом, $E_q=1,578$ о.е.; L_2 – длиной 20 км при $Z_{10}=0$ Ом и $Z_{11}=0,253+j1,588$ Ом,

$E_q=1,594$ о.е.; L_3 – длиной 130 км при $Z_{10}=0$ Ом и $Z_{11}=0,253+j1,588$ Ом,

$E_q=1,636$ о.е.; L_4 – длиной 130 км при $Z_{10}=1,0Z_{11}$ и $Z_{11}=0,253+j1,588$ Ом,

$E_q=1,636$ о.е.; L_5 – длиной 130 км при $Z_{10}=0$ Ом и $Z_{11}=2,53+j15,88$ Ом,

$E_q=1,643$ о.е.

Прочие параметры схемы: напряжение системы 110 кВ, одноцепная ЛЭП выполнена

проводом АС-70, трансформатор ТДН-16000/110 с заземленной нейтралью, двигатель СТД-8000 работает в режиме недовозбуждения с коэффициентом загрузки $m_c=0,7$ о.е. ($J_{МЭХ}=250$ кг·м²) при $\delta=64,47$.

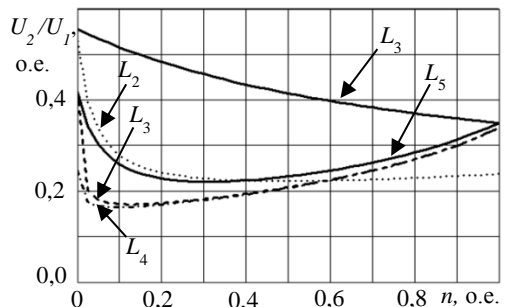


Рис. 2. Зависимость ОКН на шинах СД

Проведенные расчеты показывают, что наиболее тяжелый режим ОКЗ, при котором ОКН достигает максимума, возникает при замыкании в одном из двух случаев: в начале питающей линии при малом сопротивлении нулевой последовательности системы (линия L_3 на рис. 2) или в конце линии при значительном сопротивлении нулевой последовательности (линия L_4 рис. 2). Однако значение относительного коэффициента несимметрии на шинах СД в первом случае больше, чем во втором. Такой же вывод был получен для систем электроснабжения напряжением 220 кВ.

Оценим влияние места возникновения ОКЗ на максимальное отклонение угла нагрузки двигателя в условиях длительного ($\Delta t=2$ с) замыкания в питающей ЛЭП, результаты которого получены на полной модели СД и приведены на рис. 3. В числовом примере использован двигатель СТД-8000 со следующими параметрами рабочего режима: $J_{\text{МЕХ}}=250 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $m_c=0,7$ о.е., $U_{\text{СД}}=1,032$ о.е., $E_q=1,651$ о.е., $\delta=64,58^\circ$. Двигатель получает питание от системы 110 кВ ($Z_{11}=2,53+j15,88$) через ЛЭП длиной 130 км, выполненной проводом АС-70, и трансформатор ТДН-16000/110. Линии L_1 и L_2 на рис. 3 относятся к режимам с $Z_{10}=0$ Ом и $Z_{10}=Z_{11}$ соответственно. Результаты показывают, что двигатель выпадает из синхронизма, если замыкание возникает в начале ЛЭП, подсоединенной к энергосистеме с $Z_{10}=0$ (L_1 на рис. 3), и сохраняет устойчивость при длительных замыканиях, если они возникают далее 5 км от шин системы, так же как и при нарушениях, возникающих в любой точке ЛЭП,

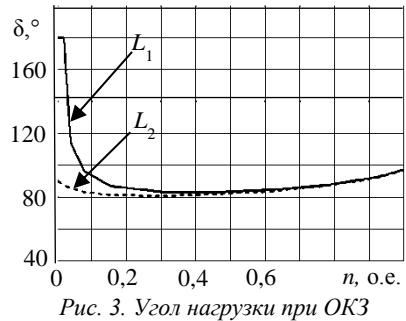


Рис. 3. Угол нагрузки при ОКЗ

подсоединенной к энергосистеме с $Z_{10}=Z_{11}$. Эти результаты соответствуют выводам, полученным по зависимостям, приведенным на рис. 2. Отметим, что определение допустимой длительности КНЭ в условиях замыкания, возникающем в начале ЛЭП и при $Z_{10}=0$, гарантирует дополнительный запас и является достаточным условием устойчивости СД при всех возможных ОКЗ, возникающих в пределах питающей линии.

Оценим возможность применения упрощенных моделей СД для определения допустимой длительности КНЭ, обусловленного ОКЗ, на основе результатов, полученных на численных моделях двигателя СТД-8000 и приведенных в табл. 1. Характеристики рабочего режима следующие: $J_{\text{МЕХ}}=250 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $m_c=0,7$ о.е., $U_{\text{СД}}=1,069$ о.е., $E_q=1,574$ о.е., $\delta=66,04^\circ$. СД получает питание от системы 110 кВ ($Z_{11}=2,53+j15,88$ и $Z_{10}=0$ Ом) через ЛЭП длиной 20 км, выполненной проводом марки АС-70, и трансформатор ТДН-16000/110. ОКЗ возникает в начале ЛЭП и приводит к снижению напряжения в месте возникновения замыкания до $U_{\text{ОСТ,А}*}=0$, $U_{\text{ОСТ,В}*}=0,856$ о.е. и $U_{\text{ОСТ,С}*}=0,856$ о.е (где $U_{\text{ОСТ,А}*}$, $U_{\text{ОСТ,В}*}$ и $U_{\text{ОСТ,С}*}$ - значения действующего напряжения в начальный момент ОКЗ). В таблице: полная модель СД

учитывает энергосистему, систему электроснабжения и СВ; модель 1 не учитывает воздействия КНЭ на СВ; модель 2 - не учитывается воздействие КНЭ на СВ и зависимость напряжения на шинах СД от распределения токов в элементах СВЭ.

Полученные результаты показывают, что оценивать устойчивость СД при ОКЗ в питающих ЛЭП необходимо только в полной модели СД, учитывающей зависимость напряжения на шинах СД от распределения токов в элементах СВЭ и воздействия КНЭ на двигатель через СВ. Такая модель содержит: эквивалентный источник с параметрами энергосистемы (ЭДС и сопротивления), системы электроснабжения и возбуждения, а также блок, реализующий ОКЗ на землю.

На рис. 4 представлены результаты исследования влияния на допустимую длительность КНЭ момента возникновения замыкания. Допустимая длительность КНЭ без учета прочей нагрузки подстанции приведена линией L_1 , а с учетом нее - линией L_2 . Исследования проведены при замыканиях в фазе А с учетом достаточных условий устойчивости. В числовом примере рассмотрен двигатель СТД-8000 со следующими характеристиками: $J_{МЭХ}=250 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $m_c=0,7 \text{ о.е.}$, $U_{СД}=0,9964 \text{ о.е.}$, $Eq=1,702 \text{ о.е.}$, $\delta=65,05^\circ$. При проведении численного исследования двигатель получает питание от системы 110 кВ ($Z_{11}=2,53+j15,88$) через питающую линию длиной 25 км (АС-300), и трансформатор ТРДН-25000/110. Прочая нагрузка промышленной подстанции представлена нагрузкой постоянного сопротивления ($P_{НОМ}=12 \text{ МВт}$, $\cos\phi=0,9$).

Результаты показывают, что определение устойчивости СД без учета момента возникновения однофазного КЗ может приводить к погрешности в определении критической длительности КНЭ до 37,4 % (1084 и 1489 мс на линии L_1 рис. 4). Поэтому оценка устойчивости СД должна производиться на основе возможно минимальных значений критической длительности, которые выявляются при проведении численного опыта на модели СД с изменением момента возникновения замыкания с шагом в 1 мс.

Все результаты, полученные в проведенных исследованиях, использованы для составления методики, применение которой обеспечивает достоверную оценку устойчивости двигателей в условиях КНЭ, обусловленных однофазными короткими замыканиями в СВЭ 110 - 220 кВ, на основе выявленных достаточных условий устойчивости двигателей.

Таблица 1. Оценка численных моделей СД при ОКЗ

№	Вид числ. модели	t_d , с	Δ , %
1	Полная модель	1694	0
2	Модель 1	1224	27,7
3	Модель 2	2058	21,5

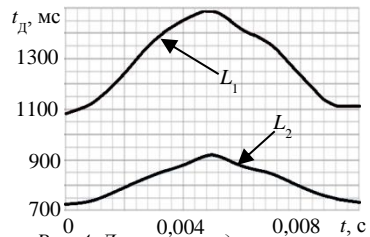


Рис. 4. Допустимая длительность КНЭ при ОКЗ

УДК 629.4+62-83

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e622220bc4.94954576

А.Г. Надточей, Г.А. Федяева
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ МЕХАНИЗМА ПЕРЕДВИЖЕНИЯ МОСТОВОГО КРАНА

Описан способ энергоэффективного прямого управления моментом в электроприводе механизма передвижения мостового крана.

The article describes a method of energy-efficient direct torque control in the electric drive of the overhead crane movement mechanism.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, прямое управление моментом, мостовой кран, энергоэффективность.

Keywords: asynchronous motor, direct torque control, overhead crane, energy efficiency.

Из всего многообразия общепромышленных механизмов, работающих на металлургических предприятиях, можно выделить группу, для которой особенно остро стоит проблема чрезмерно высокого уровня динамических нагрузок. В такую группу оборудования промышленных предприятий, в первую очередь, входят подъемно-транспортные механизмы: мостовые и козловые краны, крановые перегружатели, транспортеры, конвейеры, питатели и т.д. Среди этих механизмов в наиболее тяжелых условиях и интенсивных режимах работают мостовые краны. Основными причинами динамических перегрузок этих механизмов являются интенсивные повторно-кратковременные режимы работы в сложных условиях окружающей среды металлургического производства, наличие упругих механических колебаний системы и упругих механических связей с зазорами, а также несовершенство применяемых систем электроприводов, которые, в свою очередь, отрицательно влияют на работу электропривода, вызывая повышение динамических нагрузок, снижение точности работы механизма, появление механических вибраций и опасных резонансных явлений [1,2].

Возникающий при этом чрезмерно высокий уровень динамических нагрузок, особенно при пусках, реверсах и торможениях, ведет к преждевременному выходу из строя элементов механизмов кранов и подкрановых конструкций, возникают проблемы, связанные с раскачиванием груза и перекосом фермы моста.

В настоящее время в исследованиях, посвященных проблеме снижения динамических нагрузок, было установлено, что актуальным направлением является модернизация существующих схем электроприводов и внедрение в современных крановых электроприводах новых энергосберегающих

технологий, построенных по экономичным принципам частотного управления, на базе наиболее простых по конструкции, дешевых и надежных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, которые обеспечивают снижение разницы в скоростях передвижения опор крана. Также следует отметить, что при определенных сочетаниях параметров, благодаря взаимодействию электрической и механической частей, электропривод эффективно демпфирует упругие механические колебания, существенно снижая динамические нагрузки в кинематических цепях [3,4].

На протяжении последних лет исследователи многих стран ведут разработки и исследование систем нового поколения получивших название «система прямого управления моментом», или DTC (Direct Torque Control). Данную систему можно рассматривать как один из перспективных вариантов для электропривода механизма передвижения, так как такие системы используют разрывное управление асинхронными двигателями и позволяют обеспечить в тяжелых условиях эксплуатации мостовых кранов высокие динамические характеристики.

Система DTC более проста при реализации в сравнении с классической системой векторного управления, которая требует прямого и обратного преобразования координат электропривода, применения регуляторов составляющих тока статора. Также DTC более устойчива к возмущениям и неточности информации о постоянных времени и коэффициентах усиления.

Можно выделить особенности DTC в системе на рис. 1:

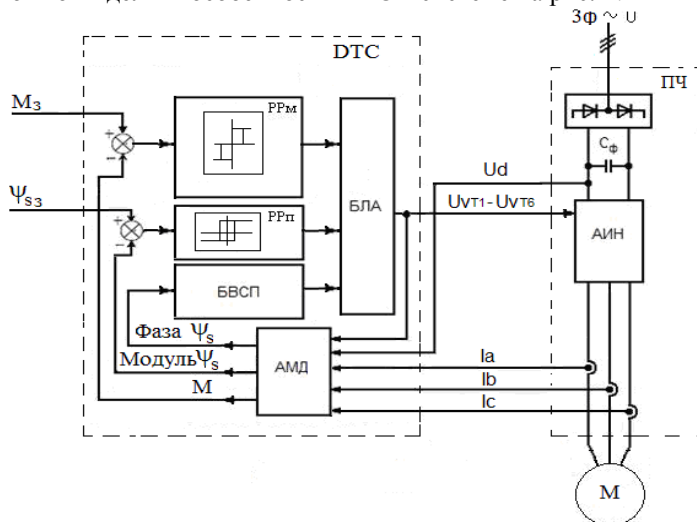


Рис. 1. Функциональная схема системы прямого управления моментом (DTC)

- гистерезисные релейные регуляторы потокосцепления статора (PPφ) и момента (PPM) асинхронного двигателя;
- электронная адаптивная модель двигателя (АМД) для вычисления текущих управляемых координат асинхронного двигателя (потокосцепления

статора и электромагнитного момента) по значению фазных токов (I_a, I_b, I_c), напряжения в звене постоянного тока (U_d) и коммутационной функции ($U_{VT1}-U_{VT6}$) автономного инвертора напряжения (АИН) преобразователя напряжения и частоты (ПЧ);

- блок вычисления фазового сектора (БВФС), в котором в текущий момент времени находится вектор потокосцепления статора двигателя;

- табличный (матричный) вычислитель оптимального вектора напряжения двигателя, выполняемого в виде блока логического автомата (БЛА) и определяющего функцию переключения вентилей АИН ПЧ.

Система DTC обладает высоким быстродействием и точностью в сравнении со скалярными системами, устойчива к возмущениям, которые наблюдаются при эксплуатации мостовых кранов, поэтому целесообразно применить эту систему для управления асинхронными электродвигателями механизма передвижения мостового крана.

На рис. 2 представлена функциональная схема системы управления электроприводом механизма передвижения мостового крана с DTC, обеспечивающая высокودинамичную коррекцию перекоса и поперечного смещения.

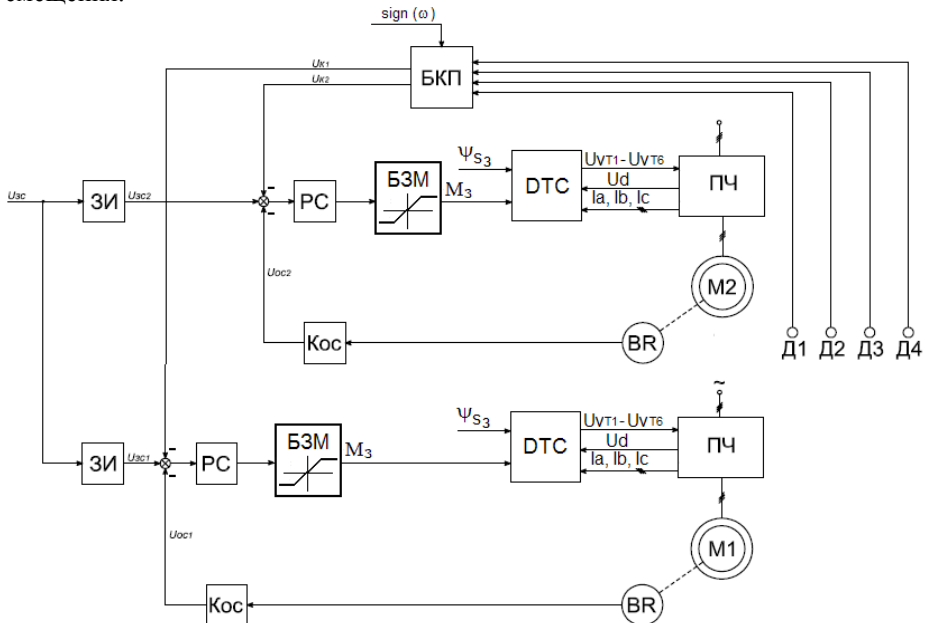


Рис. 2. Функциональная схема системы управления электроприводом механизма передвижения мостового крана с DTC, обеспечивающая коррекцию перекоса и поперечного смещения

Предлагаемая система управления обеспечивает непрерывную коррекцию как перекоса мостового крана, так и его поперечного смещения с высоким быстродействием и точностью. Ее преимуществом является

принципиальная возможность высокодинамичного регулирования потокосцепления статора с целью реализации одного из энергосберегающих законов управления двигателями.

Список литературы

1. Теличко, Л.Я. Снижение динамических нагрузок в ферме моста крана при помощи «электрического вала» / Л.Я. Теличко, А.А. Дорофеев, С.Г. Букарев // II Международная выставка-интернет-конференция, посвященная 50-летию ОАО «Орелэнерго» и 10-летию кафедры «Электроснабжение» / Орл. гос. аграр. ун-т. – 2007.

2. Теличко, Л.Я. Модель двухдвигательного асинхронного электропривода / Л.Я. Теличко, А.А. Дорофеев // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2008. – №4. – С. 23-28.

3. Кочевин, Д.В. Система управления электропривода передвижения мостового крана / Кочевин Д.В., Федяева Г.А., Т // Вестник Брянского государственного технического университета – 2012. - №3(35). - С. 4-11.

4. Щедринов, А.В. Система ограничения перекоса мостового крана на основе сравнения абсолютных перемещений опор / А.В. Щедринов, А.А. Коврыжкин // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2008. – №2. – С. 76-80.

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 621.3+62-5+004.413.2

П53

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e62314a573.56890645

И.С. Полющенок

(г. Смоленск, Филиал Национального исследовательского университета Московского энергетического института (НИУ МЭИ) в Смоленске)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Приведены результаты разработки программного обеспечения для микропроцессорной системы управления электропривода с использованием метода модельно-ориентированного программирования.

The results of the development of microprocessor software for the electric drive control system using model-oriented programming technique are presented.

Ключевые слова: электрический привод, модельно-ориентированное программирование, микропроцессорное управление, регулирование координат, компьютерное моделирование.

Keywords: electric drive, model-oriented programming technique, microprocessor control, control of coordinates, computer simulation.

Средства компьютерного моделирования давно нашли применение при проектировании различных технических систем, в том числе и систем управления электроприводов. Это, в первую очередь, относится к системе компьютерной математики *Matlab*. Его расширение *Simulink* позволяет составлять математические модели, которые эквивалентны структурным схемам технических систем, основанным на системах дифференциальных уравнений. Для составления более детальных имитационных моделей в *Matlab* имеются библиотеки с виртуальными элементами – моделями различных технических устройств. Одной из таких библиотек, используемых при моделировании электроприводов, является библиотека виртуальных электронных, электротехнических и электромеханических элементов *SimPowerSystems*. Для моделирования систем логического и ситуационного управления в *Matlab* имеется библиотека *State Flow*.

При разработке же программного обеспечения микропроцессорных систем управления обычно используются средства программирования на основе структурированного текста (*IAR, Keil, Code Composer Studio*). При их использовании фактически требуется заново воспроизвести алгоритмы управления, которые были составлены и отлажены на этапе моделирования, применив при их осуществлении аппаратные средства микроконтроллера.

В последнее время появились средства разработки программного обеспечения, которые позволяют автоматически генерировать программный код на языке *C* из компьютерной модели *Matlab* или подсистем этой модели, учитывая в ней микропроцессорную реализацию.

В статье рассмотрена разработка микропроцессорной системы управления электропривода, при которой использованы средства модельно-ориентированного программирования. Целью этой разработки является проектирование сервопривода на базе электрических двигателей разных типов, который по характеристикам и функционалу управления соответствует современным аналогам.

При разработке сервопривода использован микроконтроллер *STM32*, а при разработке программного обеспечения для его микропроцессорного управления – *Matlab* и библиотека его расширения для модельно-ориентированного программирования *Waijung Blockset*.

При проектировании сервопривода были решены следующие задачи управления:

1. Формирование электромагнитного момента и управление силовым преобразователем в зависимости от типа электрического двигателя. Предусмотрена работа сервопривода с бесколлекторным электрическим двигателем постоянного тока, с коллекторным электрическим двигателем или с бесколлекторным электрическим двигателем переменного тока. Все перечисленные типы электрических двигателей должны иметь независимое возбуждение от постоянных магнитов. При использовании бесколлекторного

двигателя постоянного тока переключение его фаз осуществляется в зависимости от углового положения его ротора по сигналам от датчиков Холла. Для применения бесколлекторного двигателя переменного тока использовано векторное управление.

2. Автоматическое регулирование координат – электромагнитного момента, скорости вращения и угла поворота. Для этого использована система регулирования с подчинённым регулированием, в которой контур регулирования электромагнитного момента охватывается либо контуром регулирования скорости вращения, либо контуром регулирования положения в зависимости от выбранной конфигурации.

3. Формирование переходных процессов при отработке заданных движений. Для этого предусмотрено формирование *S*-образной траектории движения с заданным ускорением и ограничением скорости движения.

4. Обеспечение связи сервопривода с системой управления верхнего уровня технологического процесса (СУТП) и персональным компьютером (ПК) по цифровым интерфейсам. Для этого в сервоприводе имеется информационная подсистема, с помощью которой осуществляется обмен сообщениями с ПК по интерфейсу асинхронного последовательного приёмопередатчика *UART (Universal Asynchronous Receive-Transmitter)* и с СУТП по сетевой шине *CAN (Controller Area Network)*. Также информационная подсистема осуществляет связь с микросхемой постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) по интерфейсу *I2C (Inter-Integrated Circuit)* для сохранения и восстановления настроечных параметров электропривода. Для управления сервоприводом от ПК разработано специальное терминальное приложение.

На рис.1 показана функциональная схема системы управления электропривода в конфигурации с бесколлекторным электрическим двигателем постоянного тока. Эта схема также иллюстрирует использование средств модельно-ориентированного программирования.

В этой схеме электрический двигатель ЭД питается от трёхфазного силового преобразователя СП. В фазы двигателя включены датчики тока ДТА, ДТВ и ДТС, на его валу установлен датчик положения ДП1, а через редуктор РД на валу механизма установлен датчик положения ДП2. Для управления ЭД использованы датчики Холла *H_A*, *H_B* и *H_C*. Программное обеспечение реализовано с использованием различных блоков и элементов *Matlab* и пользовательских функций на языке *C*. Чтобы задать последовательности, условия и приоритеты выполнения подпрограмм, использованы подсистемы *Simulink* различных видов – *Function-Call*, *Triggered*, *Enabled*, *Atomic* и другие. Для работы с периферией микроконтроллера использованы блоки *Waijung Blockset* – программные обработчики аналоговых и цифровых входов и выходов, цифровых

интерфейсов и датчиков, генераторы сигналов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и другие.

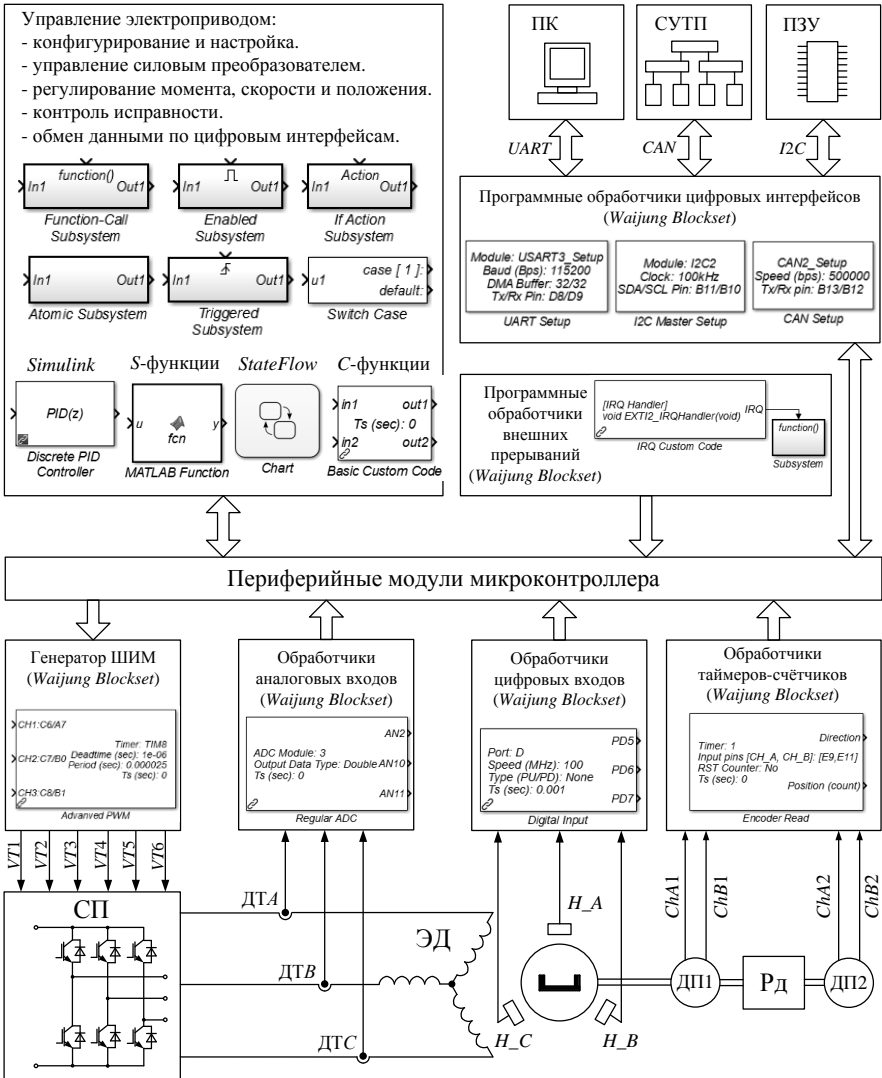


Рис.1. Функциональная схема системы управления электропривода

В табл. 1 приведены ориентировочные характеристики разработанной системы управления электропривода.

Таблица 1

Характеристики системы управления электропривода

Параметр	Значение
Мощность, Вт	200
Напряжение, В	20 – 50
Частота выборки токов/скорости/положения, кГц	40/10/10
Частота дискретизации регуляторов тока/скорости/положения, кГц	10/3.0/3.0
Скорость обмена по CAN, Мбит/с	1.0
Скорость обмена по RS232, бит/с	115200
Интенсивность обмена по CAN и RS232, сообщений в секунду	150
Максимальная скорость бесколлекторного двигателя постоянного тока (для двухполюсного двигателя), об/мин	60000
Максимальная скорость бесколлекторного двигателя переменного тока (для двухполюсного двигателя), об/мин	15000
Диапазон регулирования скорости	1:8000

Опытный образец сервопривода изготовлен на ООО НПО «Рубикон – Инновация» (г. Смоленск), где планируется его применение в антенной установке и других системах управления движением.

В качестве выводов можно отметить, что в результате работы над сервоприводом решены задачи управления, что позволит использовать его для привода различных механизмов с перспективой замены иностранных аналогов. Исследование сервопривода и его характеристики позволяют сделать вывод о полноценности программного обеспечения, разработанного с использованием средств модельно-ориентированного программирования. Кроме этого метод и средства модельно-ориентированного программирования позволяют осуществлять разработку программного обеспечения специалистом профильной квалификации по теме проекта (в данном случае электропривода, электромеханики и теории управления), который не имеет опыта работы или квалификации программиста.

Материал поступил в редколлегию 20.09.18.

УДК 621.3.076

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e624177046.67663340

С.В. Седых, А.А. Пугачев
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ И СИСТЕМОЙ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ В ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕМ РЕЖИМЕ

Проанализированы методы повышения энергоэффективности электропривода с асинхронным двигателем и системой скалярного управления. Предложена система с заданием постоянного коэффициента мощности, выполнено ее имитационное моделирование, проанализированы полученные результаты.

The brief survey of techniques to decrease power losses in induction motor electric drives with scalar control system is carried out. The system with constant reference for the power factor is supposed, its simulation is proceeded. The results of simulation are shown and discussed.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, скалярное управление, моделирование, коэффициент мощности

Keywords: induction motor, scalar control, simulation, power factor

В скалярной системе управления оптимальным считается закон регулирования, при котором во всем диапазоне регулирования скорости поддерживается постоянство перегрузочной способности двигателя – закон, сформулированный академиком М.П. Костенко [1]. При таком регулировании коэффициент мощности и абсолютное скольжение двигателя во всем диапазоне регулирования частоты вращения практически не изменяются. Из несовершенств данного способа регулирования можно отметить отсутствие возможности безошибочного регулирования частоты вращения вала. Также при нагрузках, много меньших, чем номинальные, скалярные системы не позволяют работать электроприводу в энергоэффективном режиме, при котором коэффициент мощности и КПД имеют максимально возможные значения. Это обуславливается тем, что амплитуда напряжения, подаваемого на обмотки статора, а соответственно и магнитный поток, фиксируется на заданном уровне и не меняет своего значения до тех пор, пока не изменено задание на частоту вращения. Существуют различные варианты оптимизации электропривода с асинхронным двигателем и скалярной системой управления по критерию энергопотребления.

В системе управления [2] предложено использование коэффициента мощности обмотки статора асинхронного двигателя $\cos\varphi$ для минимизации потерь мощности. Недостатком данного предложения является то, что

минимизацию потерь мощности асинхронного двигателя можно достичь только в диапазоне нагрузок двигателя ниже номинальных.

Существует система управления [3], работоспособная во всем диапазоне нагрузок. Она содержит дополнительный источник напряжения обмотки статора, формирующий сигнал треугольной формы, что приводит к ухудшению гармонического состава тока и, как следствие, момента, что и является ее основным недостатком.

Известны также другие системы, оптимизирующие скалярное управление с точки зрения энергетических показателей качества. В работе [4] показано, что получить повышение энергоэффективности асинхронного двигателя можно путем определенного соотношения проекции векторов тока статора в ортогональной системе координат. Если сориентировать ортогональные оси по магнитному полю статора таким образом, что одна из проекций – это активная составляющая тока статора, а другая – реактивная составляющая тока статора, то тогда поддержать определенное соотношение между проекциями тока статора можно путем поддержания угла между ними или его тригонометрической функции, например косинус, который является коэффициентом мощности $\cos\varphi$.

На рис. 1 представлена структурная схема системы с заданием постоянного коэффициента мощности.

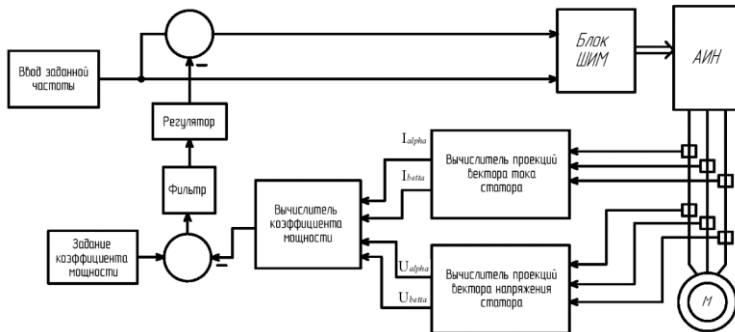


Рис.1. Структурная схема системы с заданием постоянного коэффициента мощности

Выполнено моделирование плавного пуска привода с системой задания постоянного коэффициента мощности. Осуществлен пуск до установившейся частоты вращения с пониженным моментом сопротивления, на 15 с включена система энергосбережения, на 20 с увеличен момент сопротивления до номинального значения (для осциллограммы КПД увеличение произведено на 30 с). На рис. 2 приведены результаты моделирования для асинхронного двигателя 4A200M4УЗ с параметрами $P_{ном} = 37$ кВт; $\cos\varphi=0.9$; $\eta=91\%$; При моделировании использовалась классическая эквивалентная схема

замещения асинхронного двигателя [1], механическая часть обладает постоянным моментом инерции.

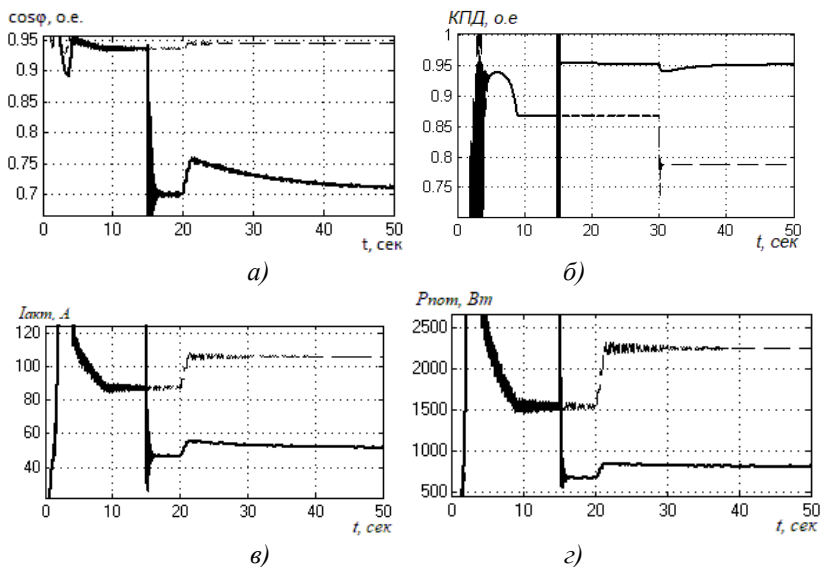


Рис. 2. Результаты моделирования: коэффициента мощности осциллограммы (а), КПД (б), активного тока статора (в), потерь мощности (г) (----- классическая скалярная система управления, ——— энергосберегающая система управления)

Анализ осциллограмм, приведенных на рис. 2, показывает, что уменьшение активного тока статора составляет 50%, потеря мощности достигает 50%, увеличение КПД составляет 7% при поддержании коэффициента мощности $\cos\varphi = 0,707$. Таким образом, моделирование демонстрирует работоспособность предложенной системы управления и возможность ее применения в промышленном электроприводе в широком диапазоне нагрузок и частот вращения.

Список литературы

1. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский – М.: Академия, 2006. – 272с.
2. Энергосберегающая система управления асинхронным электроприводом // Патент России № 2498496. 2013 / Козярук А.Е., Васильев Б.Ю., Емельянов А.П.
3. Моделирование электропривода с асинхронным двигателем в режиме минимума мощности потерь / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев // Электротехника. – 2012. – № 12. – С. 26 – 31.
4. Электропривод переменного тока // Патент России №2512873. 2013. / Мещеряков В. Н., Синюкова Т. В., Мещерякова О.В.

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 621. 314.1

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e6254a6692.24542378

П.С. Татуйко (г. Санкт-Петербург, ОАО «Авангард»)
Г.А. Федяева (г. Брянск, Брянский государственный технический
университет)

ПРИМЕНЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРООБРУДОВАНИЯ ТРАНСПОРТА

Приведены преимущества резонансных преобразователей напряжения, изложен принцип действия полумостового резонансного LLC преобразователя с последовательным резонансным контуром, а также указаны перспективы применения данного типа преобразователей в системах электрооборудования транспорта.

The article presents the advantages of resonant voltage converters, describes the principle of operation of a half-bridge resonant LLC converter with a series resonant circuit, and also indicates the prospects for using this type of converter in electrical transport systems.

Ключевые слова: преобразователь напряжения, резонансный контур, переключение при нулевом напряжении, электрооборудование транспорта

Keywords: voltage converter, resonant circuit, switching at zero voltage, electrical transport equipment

Развитие современных электротехнических систем напрямую связано с улучшением качества электрической энергии и повышением эффективности её использования. Повышение КПД преобразователей напряжения позволяет добиваться приемлемых тепловых режимов работы наиболее нагруженных силовых компонентов, а также имеет положительный экономический эффект ввиду рационального использования электроэнергии.

Одним из способов повышения эффективности работы преобразователей напряжения является замена преобразователей, работающих с «жесткой» коммутацией силовых транзисторов, на резонансные преобразователи, реализующие

принцип «мягкого» переключения полупроводниковых элементов [1].

Наибольшее распространение при проектировании импульсных преобразователей напряжения малой и средней мощности получил полумостовой резонансный LLC преобразователь с последовательным резонансным контуром, представленный на рис. 1. Особенностью данной

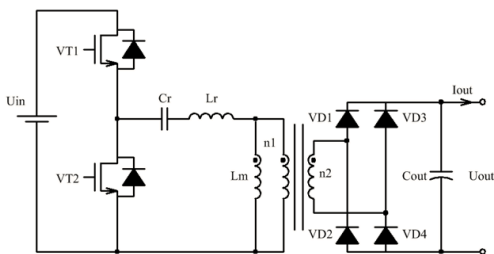


Рис. 1. Схема полумостового резонансного LLC преобразователя с последовательным резонансным контуром

топологии является резонансный принцип переключения транзисторов, при котором включение транзистора происходит при нулевом напряжении сток-исток, а выключение - при нулевом токе стока. Переключение при нулевом напряжении и нулевом токе способствует снижению динамических потерь, выделяемых на силовых ключах. Резонансный дроссель L_r и резонансный конденсатор C_r образуют последовательный резонансный контур, последовательно соединённый с нагрузкой. Резонансный контур и нагрузка работают как делитель напряжения. При коммутации силовых транзисторов импеданс резонансного контура меняется. Входное напряжение U_{in} делится между сопротивлением резонансного контура и сопротивлением нагрузки. При переключении транзисторов на частоте, равной резонансной частоте колебательного контура, значение импеданса последнего будет очень мало. Всё входное напряжение переходит в нагрузку. Таким образом, в преобразователе с последовательным резонансным контуром максимальное усиление происходит на резонансной частоте и, как следствие, наблюдается максимальная эффективность работы. Результаты компьютерного моделирования подтверждают высокую эффективность работы полумостовых резонансных LLC преобразователей с последовательным резонансным контуром [2].

В настоящее время во всём мире наблюдается повышенный интерес к развитию электромобилей [3] и совершенствованию системы бортового питания электрического городского общественного транспорта. Так, в троллейбусах для питания цепей управления применяется батарея аккумуляторов [4]. Для её заряда используется мотор-генератор и реле-регулятор. В качестве зарядного устройства для батареи аккумуляторов возможно применение источника питания с функцией стабилизации выходного тока, преобразующего входное напряжение (550 В) в напряжение, необходимое для заряда аккумуляторов. Также в настоящее время большое развитие получают электромобили, для заряда аккумуляторных батарей которых и осуществления питания бортовой сети необходим источник питания. Применение резонансных преобразователей позволит существенно повысить эффективность использования электрической энергии, снизить габаритные размеры зарядных устройств, а также влечёт за собой дополнительный положительный экономический и экологический эффект.

Список литературы

1. *Татуйко, П.С.* Перспективы применения резонансных LLC-преобразователей при проектировании импульсных источников постоянного напряжения / П.С. Татуйко, А.И. Власов // Сборник докладов X и XI Научно-технических конференций молодых специалистов по радиоэлектронике. ОАО «Авангард» - СПб.: Изд. ООО «ЮПИ», 2018 – С.12-16.
2. *Татуйко, П.С.* Моделирование переходных процессов полумостового резонансного LLC преобразователя в Matlab Simulink / П.С. Татуйко, А.И. Власов // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Международной научно-практической конференции / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С.37-40.
3. *Карамян, О.Ю.* Электромобиль и перспективы его развития/ О.Ю. Карамян, К.А. Чебанов, Ж.А. Соловьёва // Фундаментальные исследования. – 2015. - № 12-4. – с. 693-696.
4. Силовая цепь и цепь управления троллейбуса «ЗИУ-9Б» / Электрооборудование троллейбуса [Электронный ресурс] – URL: <http://zav.ansya.ru/health/elektrooborudovanie-trollejbusa/pg-3.html> (дата обращения 12.10.2018 г.).

Материал поступил в редколлегию 21.10.18.

УДК 004.942

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e627103618.52371577

А.С. Троценко, М.И. Чижев
(г. Воронеж, Воронежский государственный технический университет)
А.А. Успехов (ООО «Инобитек»)

ПОДГОТОВКА СЕТКИ МАКРОЭЛЕМЕНТОВ С УЧЕТОМ ФОРМЫ ТЕЛ В МЕТОДЕ ВНЕШНИХ КОНЕЧНОЭЛЕМЕНТНЫХ АППРОКСИМАЦИЙ

Представлен обзор способов автоматизированного разбиения 3D-модели на макроэлементы для МКЭ. Рассмотрены особенности применения того или иного способа в зависимости от формы исходной 3D-модели. Представлены качественные и количественные показатели результатов разбиения.

In this paper we propose the approaches to automatic splitting of 3D models into macroelements for EFEAM. Using of any given approach depends on a 3D model form. The results show qualitative and quantitative indicators of the splitting algorithm.

Ключевые слова: МКЭ, МКЭ, макроэлемент, препроцессор, инженерный анализ.

Keywords: FEA, EFEAM, macroelement, preprocessor, strain-stress analysis.

В настоящее время проектирование изделий не обходится без применения систем инженерного анализа. Компьютерное моделирование обеспечивает сокращение стоимости и времени проектирования. Метод конечных элементов (МКЭ) считается одним из самых распространенных методов компьютерного моделирования в данной области. Однако проблема большой размерности данных заставляет задуматься об альтернативных методах. Метод внешних конечноэлементных аппроксимаций (МВКА) [1] можно отнести к одному из таких. Ключевой особенностью метода является использование несогласованных конечных элементов – макроэлементов, имеющих произвольную форму. Метод был реализован в виде модуля Procision для САПР Pro/Engineer [2, 3]. Со всеми своими преимуществами метод обладает серьезным недостатком – отсутствие автоматизированного генератора ансамбля макроэлементов. Модуль Procision для разбиения исходной 3D-модели на макроэлементы использует средства САПР. Согласно заявлениям авторов Procision, разбиение модели занимает 5-30 минут в зависимости от опыта пользователя.

В работе [4] нами был представлен метод автоматизированного разбиения исходной модели на макроэлементы. Метод построен по принципу

«бисектора» - итерационного рекурсивного разбиения модели пополам до достижения требуемой точности (густоты разбиения). На рис. 1 показана общая схема алгоритма разбиения. Для модели S создается сектор T – инструмент расщепления модели пополам. После разбиения модели сектором каждая полученная модель S_i из множества разбиения S_n проходит проверку на условие сходимости. Если S_i удовлетворяет условию сходимости, то она будет добавлена в ансамбль сетки макроэлементов A как готовый макроэлемент. В противном случае модель будет отправлена на доразбиение рекурсивным вызовом алгоритма. Условием сходимости является соответствие коэффициента близости k формы макроэлемента к форме описывающего его минимального параллелепипеда некоторому пороговому значению e ($k \geq e$). Таким образом, на выходе алгоритма ансамбль A будет содержать множество готовых к дальнейшей обработке макроэлементов.



Рис.1. Общая схема алгоритма разбиения

Алгоритм может выполняться по одному из двух способов: разбиение в декартовых координатах и разбиение в полярных координатах. Каждый из способов реализует один и тот же алгоритм (рис. 1). Отличие заключается только в принципах создания и использования сектора.

Способ разбиения в декартовых координатах в качестве сектора использует плоскость [4]. Плоскость сектора T (рис. 2) устанавливается перпендикулярно наибольшей стороне l минимального описанного параллелепипеда B модели S , разделяя ее пополам.

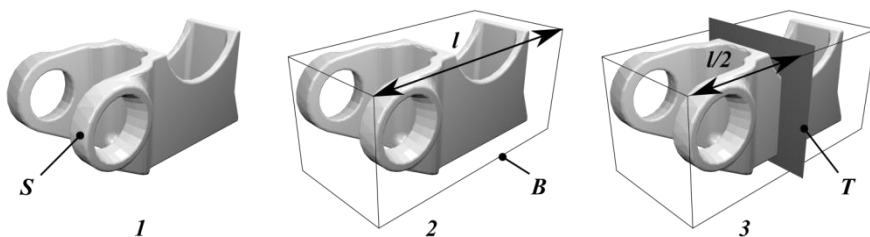


Рис. 2. Схема определения сектора в разбиении в декартовых координатах

Способ разбиения в полярных координатах [5] оперирует тремя типами секторов (рис. 3). Сектор T_1 представляет собой цилиндрическую поверхность, ориентированную по оси O модели. Радиус цилиндрической поверхности устанавливается как половина радиуса r описанного цилиндра C . Сектор T_2 – плоскость, ориентированная перпендикулярно оси O , которая делит высоту h цилиндра C пополам. Сектор T_3 – плоскость, лежащая на оси O и устанавливающаяся на середине угла α цилиндра C . Выбор типа сектора на конкретной итерации зависит от параметров описанного цилиндра $C(r, h, \alpha)$ и определяется наибольшей из трех величин: r , h или длины дуги α .

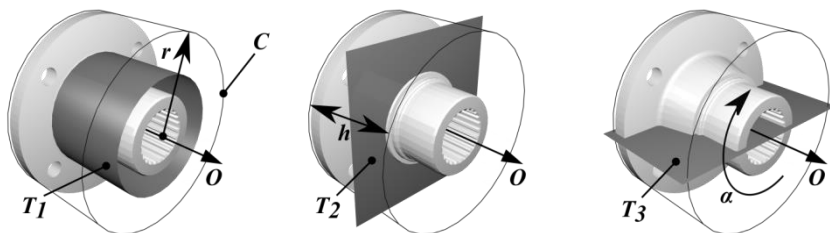


Рис. 3. Схема определения сектора в разбиении в полярных координатах

Для повышения качества результата разбиения с точки зрения распределения макроэлементов по объему модели в представленные способы был внедрен учет объектов привязки [6]. Объектом привязки называется некоторый геометрический элемент модели: поверхность, ось и т.п. Непосредственно перед запуском основной процедуры разбиения выполняется построение списка объектов привязки исходной модели S . На каждой итерации разбиения выбирается наиболее подходящий макроэлементу объект привязки, на который ориентируется сектор.

Следующим этапом повышения качества разбиения стал учет геометрической симметрии [7]. Авторами был реализован алгоритм автоматического распознавания зеркальной и вращательной симметрий 3D-моделей. Вместе с повышением качественных характеристик разбиения симметрия позволяет обрабатывать только одну симметричную часть детали – на остальные результат копируется. Реализация учета симметрии выполнена на внешнем уровне основного алгоритма разбиения (рис. 4). На начальном этапе на модели S определяется симметричная часть S_{sym} , которая подается на вход основному алгоритму. После разбиения полученный ансамбль макроэлементов A_{sym} копируется в соответствии с параметрами симметрии в итоговый ансамбль A .

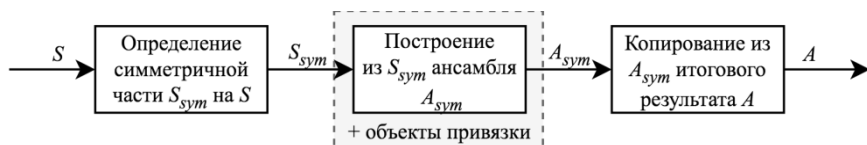


Рис. 4. Схема разбиения с учетом симметрии

На рис. 5 показаны разбиения одной и той же 3D-модели способами в декартовых и полярных координатах в четырех комбинациях:

1. Разбиение стандартным алгоритмом данного способа.
2. Разбиение с учетом объектов привязки.
3. Разбиение с учетом симметрии 3D-модели.
4. Разбиение с учетом объектов привязки и симметрии.

Точность разбиения для каждой из комбинаций одинакова и равна $e = 0,4$. Чтобы показать особенности каждого способа, была выбрана модель детали с формой вращения, обладающая симметрией. Результат показывает, что применение разбиения в полярных координатах для такого рода детали является наиболее выгодным с точки зрения скорости генерации, качества распределения макроэлементов и их количества.

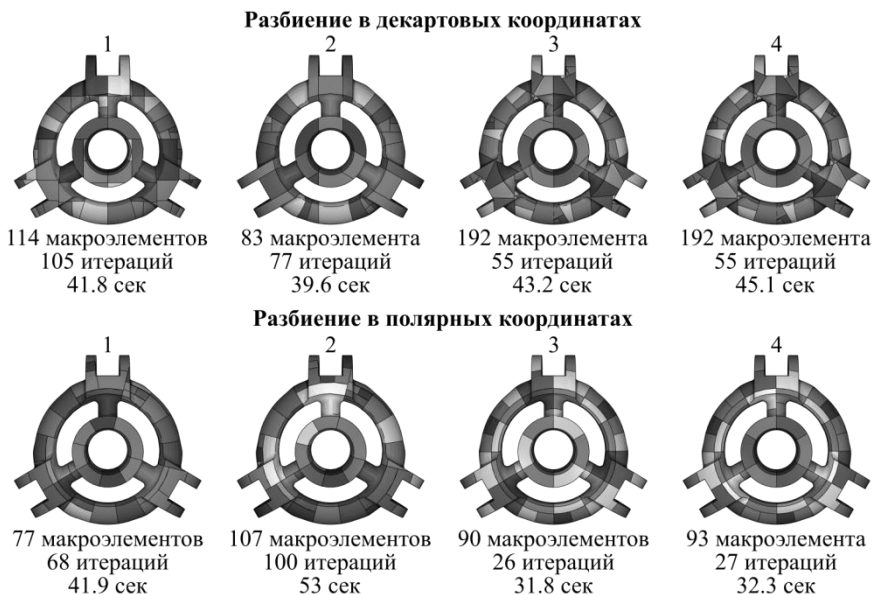


Рис. 5. Примеры разбиений 3D-модели разными способами

Анализ результатов разбиений на тестовом множестве 3D-моделей показывает, что разбиение с учетом симметрии и объектов привязки позволяет генерировать более равномерное распределение макроэлементов по объему модели. При этом время, затрачиваемое на генерацию, не всегда оказывается меньше стандартного из-за подготовительных этапов, заключающихся в распознавании симметрии и построении списка привязок.

Сравнивая полученную реализацию автоматизированного разбиения с реализацией Procision, можно отметить, что в среднем временные затраты сокращаются на порядок. Очевидно, что при большей густоте разбиения автоматизированный метод будет иметь большее преимущество по времени выполнения.

Список литературы

1. *Апанович, В.Н.* Метод внешних конечноэлементных аппроксимаций. / В.Н. Апанович. – Минск: Вышэйш.шк, 1991. – 171 с.

2. *Kurowski, P.* Say Good-bye To Defeaturing And Meshing / P. Kurowski // Machine Design. – 2000. – № 17. – С. 71 – 78.

3. *Dvorak, P.* Meshless analysis breaks with FEA traditions / P. Dvorak // Machine Design. – 1999. – № 0. – С. 34.

4. *Чижев, М.И.* Автоматизированное разбиение 3D моделей в методе внешних конечноэлементных аппроксимаций / М.И. Чижев, А.А. Успехов, А.С. Троценко // Виртуальное моделирование, прототипирование и промышленный дизайн: материалы II Междунар. научно-практ. конф. / под общ. ред. В.А. Немтинова. – Тамбов, 2016. – Вып. 2. – Т. I. – С. 211-216.

5. *Mikhail Chizhov.* Splitting Features of Rotation Shapes in the External Finite-Element Approximations Method / Mikhail Chizhov, Andrei Uspehov, Alexander Trotsenko // Young Scientist's International Workshop on Trends in Information Processing / CEUR Workshop proceedings. Dombai, Russian Federation, 2017. – Volume 1837. – С. 38-44.

6. *Чижев, М.И.* Автоматизированное разбиение 3D моделей с использованием объектов привязки в методе внешних конечноэлементных аппроксимаций. / М.И. Чижев, А.А. Успехов, А.С. Троценко // Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве: труды Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2017. – Т.1. – С. 174-178.

7. *Чижев, М.И.* Автоматизированное разбиение 3D моделей с учетом особенностей симметрии в методе внешних конечноэлементных аппроксимаций. / М.И. Чижев, А.А. Успехов, А.С. Троценко // Прогрессивные технологии и процессы. Сборник научных статей 3-й Международной молодежной научно-практической конференции (22-23 сентября 2016 года). – Курск, 2016. – С. 227-234.

Материал поступил в редколлегию 04.10.18.

УДК 001.891.57

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e628b2d114.92443030

Р.Н. Хизбуллин, Б.И. Сафиуллин, М.В. Венюков
(г. Казань, Казанский государственный энергетический университет)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ДИАГНОСТИКИ УСТРОЙСТВ ЭПС

Проведено исследование в области создания математических моделей процессов функционирования больших и многопоточных систем, к которым относятся сложные электротехнические устройства и системы электроподвижного состава. Получены данные при математической обработке диагностируемых объектов, которые позволяют решить главную задачу – моделирования поведения диагностируемых объектов, позволяющие сформулировать требования к диагностируемой модели в целом.

This research lies in the field of creating mathematical models of the processes of functioning of large and multithreaded systems, which include complex electrical devices and systems of electric rolling stock. The data obtained in the mathematical processing of the diagnosed objects allows to solve the main problem-modeling the behavior of the diagnosing objects, allowing to formulate the requirements for the diagnosed model as a whole.

Ключевые слова: математическая модель, внутренние параметры системы, внешняя среда.

Keywords: mathematical model, internal system parameters, external environment.

Сложная электротехническая система имеет набор определенных свойств, которые характеризуют данный объект, отражающих поведение моделируемого объекта и учитывающих условия внешней среды, в которой моделируемый объект функционирует.

При построении математической модели электротехнического объекта или системы решается задача упрощения модели, в которой выделяют только ее основные свойства. При этом разделение свойств системы на основные и второстепенные зависит от цели моделирования системы, например как синтез структуры системы или анализ вероятностновременных характеристик процесса [1].

Модель системы можно представить в виде множества величин, таких как совокупность входных воздействий на систему, совокупность внешних воздействий, совокупность внешних воздействий среды, совокупность внутренних параметров системы, совокупность выходных характеристик системы, совокупность начальных условий системы [2]. Такие переменные, как входные воздействия, воздействия внешней среды и внутренние параметры системы являются независимыми переменными, а выходные характеристики являются зависимыми переменными. Также независимые переменные являются элементами непересекающихся подмножеств и

содержат детерминированные и стохастические составляющие. Преимущественно детерминированные (полностью предопределенные) составляющие содержатся в таких переменных, как входные воздействия на систему и совокупность выходных характеристик системы, а стохастические (частично или полностью неопределенные) преобладают в совокупности воздействий внешней среды.

Применяемый в моделировании закон функционирования системы, описывающий процесс функционирования системы во времени, в общем случае преобразует независимые переменные в зависимые. Для изучения и описания системы разрабатывается алгоритм функционирования системы, который позволяет получить выходные характеристики с учетом всех входных воздействий. При этом за счет множества верных алгоритмов функционирования системы можно получить один и тот же закон функционирования системы, что позволяет уменьшить количество ошибок при дальнейших расчетах и даже исключить их.

Закон функционирования также является математическим описанием поведения системы моделирования во времени, и отражает её динамические свойства. Эти свойства можно представить как последовательную смену состояний системы и интерпретировать как координаты точки в n -мерном фазовом пространстве. При этом каждой реализации процесса будет соответствовать некоторая фазовая траектория. Совокупность всех возможных значений состояний является пространством состояний объекта моделирования.

Математическую модель объекта или системы можно представить как в виде математической формулы, которая представляет собой зависимость выходных параметров системы от входных, или в виде множества координат в n -мерном пространстве, каждая из которых может иметь как разные совокупные начальные условия, так и разные динамические свойства [3]. Первый метод позволяет изучить модель объекта или системы как некий идеальный образ объекта, при этом не учитывает вторичные свойства системы. Данный метод упрощает дальнейший математический расчет. Второй же метод является более сложным в плане дальнейшего математического расчета, но позволяет полностью понять поведение системы в конкретных условиях. Данный метод позволяет точно рассчитывать состояние системы в конкретное время и при этом учитывать начальные условия системы.

Список литературы

1. *Наговицын, В.С.* Метод и алгоритм принятия решения о постановке подвижного состава на техническое обслуживание (ремонт) по состоянию/ В.С. Наговицын // Безопасность движения поездов: Тр. IV. Науч. - практ. конф. / МИИТ.- М., 2003.-С. 64-69.
2. *Хизбуллин, Р.Н.* Обоснование выбора чувствительного элемента прецизионного датчика температуры. / Р.Н. Хизбуллин, М.Ф. Замалтдинов// Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2011. – № 1-2. – С. 38-45.
3. *Хизбуллин, Р.Н.* Проектирование светосигнальной аппаратуры на базе сверхъярких светодиодов для электроподвижного состава городского электрического транспорта. / Р.Н. Хизбуллин. – Казань, 2005.

Материал поступил в редколлегию 11.10.18.

УДК 621.865.8

DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e629c88a45.90180487

Н.И. Чаленков, О.В. Филипович
(г. Севастополь, Севастопольский государственный университет)

РЕШЕНИЕ ПРЯМОЙ ЗАДАЧИ КИНЕМАТИКИ SCARA-МОДУЛЯ В СРЕДЕ MAPLESIM

Рассматривается построение имитационной модели многофункционального модуля на базе манипулятора типа SCARA, позволяющего решить прямую задачу кинематики. Приводятся результаты моделирования.

The article discusses the construction of a simulation model of a multifunctional module based on a SCARA type manipulator, which allows to solve the direct problem of kinematics. The simulation results are given.

Ключевые слова: прямая задача кинематики, SCARA-модуль, имитационная модель, физическое моделирование.

Keywords: direct kinematics problem, SCARA-module, simulation model, physical modeling.

SCARA (Selective Compliance Assemble Robot Arm – рука сборочного робота с избирательной податливостью) – это общее обозначение манипуляторов, основой которых является рычажная система, обеспечивающая перемещение рабочего органа в плоскости за счет вращательных приводов, установленных на рычагах механизма. Такие манипуляторы выпускаются практически всеми крупными фирмами-производителями промышленных роботов (KUKA, Epson, Mitsubishi и др.). Структуры SCARA обеспечивают промышленным роботам высокую манипулятивность и большой угол сервиса, вместе с тем они имеют и целый ряд недостатков, среди которых можно выделить низкий показатель грузоподъемность/масса манипулятора и относительно невысокую жесткость [1].

Целью работы является построение модели SCARA-манипулятора в среде MapleSim, позволяющей решить прямую задачу кинематики. Данная задача заключается в определении координат рабочего органа устройства, при известных размерах звеньев механизма и заданных перемещениях отдельных приводов [2].

MapleSim представляет собой высокопроизводительную среду моделирования и имитации физических систем. Моделирование процессов заключается в создании блок-схемы рассматриваемой системы. Библиотека готовых компонентов (блоков) MapleSim позволяет исследовать различные системы, связь между компонентами имитирует физические соединения в реальной системе.

Кинематическая схема манипулятора показана на рис. 1.

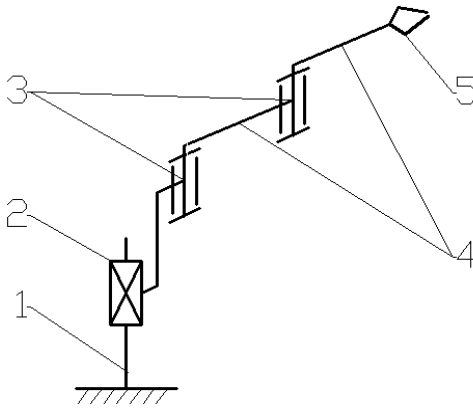


Рис. 1. Принципиальная схема манипулятора типа SCARA:
 1 – неподвижное звено (основание); 2 – поступательная пара V класса;
 3 – вращательная пара V класса; 4 – плечо рычага; 5 – рабочий орган

Принципы построения модели манипулятора с приведенной схемой в MapleSim описаны в [3]. Модель манипулятора в среде MapleSim показана на рис.2. Решение прямой задачи кинематики состоит в задании перемещения каждого из приводов, в качестве задатчика перемещений применяются стандартные элементы библиотеки Signal Blocks.

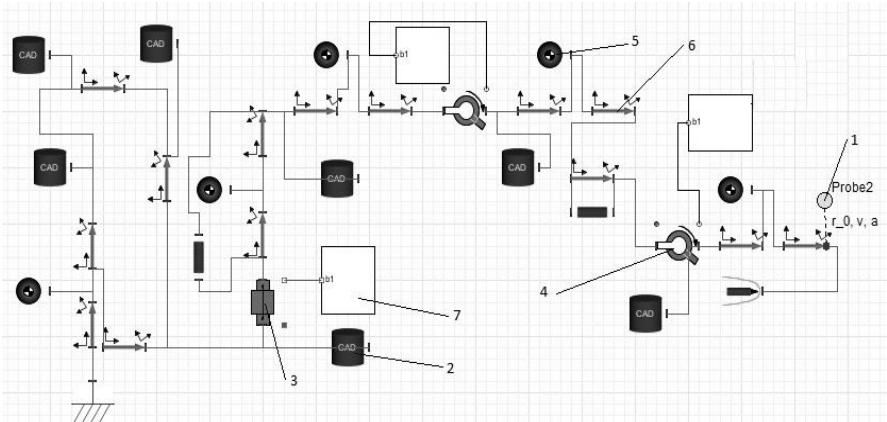
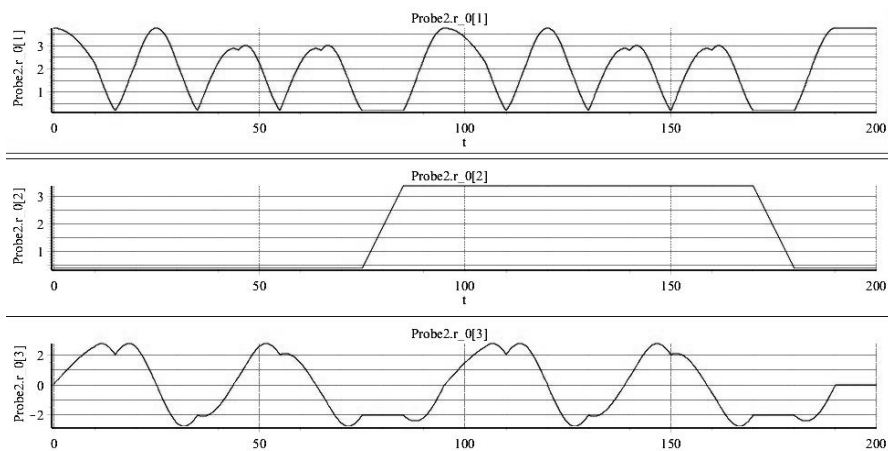
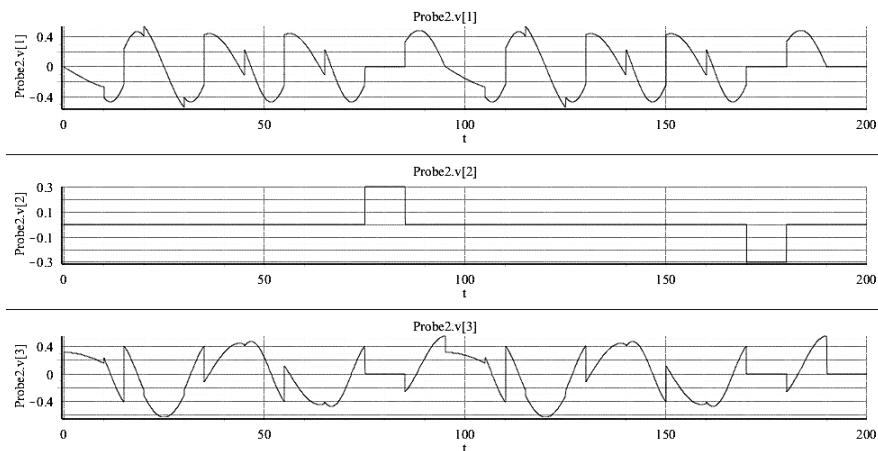


Рис. 2. Модель манипулятора в среде MapleSim: 1 – датчик, 2 – модули внешней/внутренней геометрии, 3 – привод линейного перемещения, 4 – цилиндрический шарнир, 5 – имитатор массы, 7 – жесткое тело, 8 – блоки задания движения

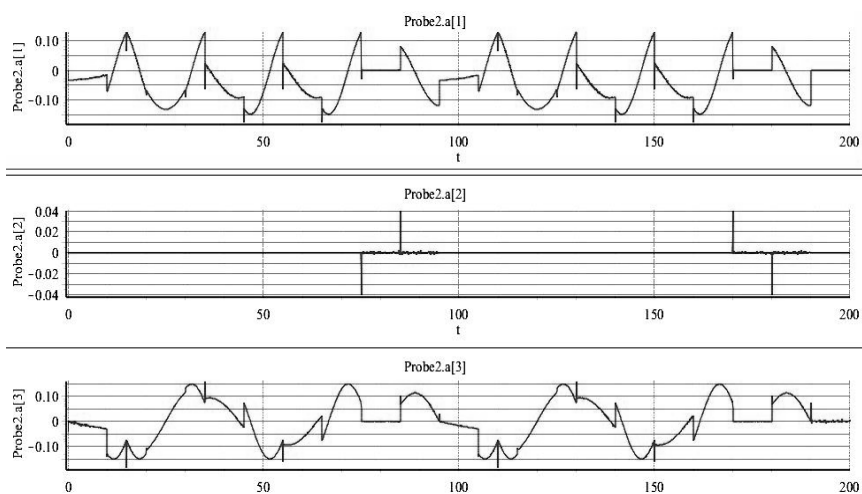
Определение кинематических характеристик рабочего органа производится при помощи датчиков (Probe). Применение датчиков позволяет получить решение прямой задачи в виде графиков зависимостей кинематических параметров (перемещений, скоростей и ускорений) от времени по каждой из координат. Задав предельные величины перемещений и параметры каждого элемента, получим указанные графики (рис. 3-5).



*Рис. 3. Графики перемещений рабочего органа:
 $r_0[1]$, $r_0[2]$, $r_0[3]$ – перемещение рабочего органа по осям x , y , z ; t - время*



*Рис. 4. Графики скоростей рабочего органа:
 $v[1]$, $v[2]$, $v[3]$ – скорости рабочего органа по осям x , y , z ; t - время*



*Рис. 5. Графики ускорений рабочего органа:
 $a[1]$, $a[2]$, $a[3]$ – ускорение рабочего органа по осям x , y z ; t – время*

Проведение кинематического анализа в MapleSim позволяет осуществить планирование движений модуля, в частности, на базе модели возможно разработать алгоритм управления движением рабочего органа.

Исследования выполнены при поддержке ФГБУ «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере» (Фонд содействия инновациям).

Список литературы

1. Подураев, Ю.В. Мехатроника: основы, методы, применение: учебное пособие. – 2-е изд., стереотип. /Ю.В. Подураев. – М.: Машиностроение, 2007. – 256 с.
2. Корендясев, А.И. Теоретические основы робототехники. /А.И. Корендясев. – М.: Наука, 2006. Кн. 1. – 383 с.
3. Чаленков, Н.И. Моделирование манипулятора типа SCARA в среде MapleSim /Н.И. Чаленков, А.П. Недождий // Международная научно-техническая конференция «Автоматизация и приборостроение: проблемы, решения» (Севастополь, 11 – 15 сентября 2017 г.): тез. докл. – Севастополь, 2017. - С. 91-93.

Материал поступил в редколлегию 14.10.18.

СОДЕРЖАНИЕ

Часть 1

СЕКЦИЯ «ПРИМЕНЕНИЕ САПР В ЭЛЕКТРОНИКЕ, ФИЗИКЕ, РАДИОТЕХНИКЕ И СОВРЕМЕННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ» 3

Ануфриев В.Н., Козлов А.В. Исследование интегрального магниточувствительного датчика Холла с <i>p-n</i> -переходами методом моделирования в SENTAURUS TCAD	3
Амелина М.А., Амелин А.С. Использование схмотехнического моделирования для проверки методики синтеза корректирующих цепей импульсных стабилизаторов напряжения	8
Амелин С.А., Амелин А.С. Использование непрерывной модели обратногоходового стабилизатора постоянного напряжения	12
Бахтеев К.Р., Федотов А.И., Мисбахов Р.Ш. Моделирование использования накопителей электроэнергии совместно с синхронным генератором для повышения качества электроэнергии промышленных потребителей	18
Богомолов П.А., Борздыко И.А. Стабилизатор переменного напряжения	22
Головин М.А., Марусин Н.В., Голубева Ю.Б. Использование САПР в серийном изготовлении вкладных ортопедических изделий	25
Горин В.Я., Давидсон Н.Н., Пуриши Р. И. Новые подходы при совершенствовании учебно-исследовательской САПР воздушных ЛЭП высокого и сверхвысокого напряжения	27
Гришин Р.С. Компьютерное моделирование станка 3D-ROUTER	34
Дементьев Н.И., Малаханов А.А. Применение нечеткого регулятора при стабилизации выходного напряжения понижающего преобразователя в среде SIMULINK	37
Жетесова Г.С., Юрченко В.В., Никонова Т.Ю., Иванов С.С., Кибекко А.С. Исследование и анализ САПР ТП машиностроительного производства	40
Княгинин Д.А. Моделирование импульсного преобразователя Z-source converter	50
Лазарева М.В., Горовик А.А. Анализ методов качественной оценки сложности программного обеспечения	54
Малинин Г.В., Селивестров Н.В., Арзамасов В.Л. Моделирование низкочастотного источника питания печи электрошлакового переплава ..	58
Манахов И.И., Богомолов Б.К. Исследование троичного триггера на двухуровневых логических элементах в САПР «Ковчег 3.02»	62

Мингазов И.Ф., Майоров А.А., Галиев Э.Х., Умутбаев Р.Р., Солдаткин В.В. Трассировка печатной платы для канала измерения высотно-скоростных параметров на стартовых режимах вертолета в среде Ultiboard	67
Павлюков В.А., Ткаченко С.Н., Коваленко А.В. Способ обработки на ЭВМ электрических схем вторичных коммутаций основных элементов электроустановок	70
Рытиков А.С., Власов А.И. Цифровая система управления полумостовым преобразователем	75
Серебрянников А.В., Агеев И.Н. Моделирование инвертирующих импульсных преобразователей в программе LTspice	78
Тургунов Б.А., Халилов М.М. Роль волоконной оптики в сетях помещений	83
Туркина Н.Р., Бильдюк Н.А., Рак А.А. Использование САПР для прочностного расчета червячного шевера	87
Умурзакова Д.М. Системы массового обслуживания и их моделирование.....	90
Умутбаев Р.Р., Салимов Р.И., Мингазов И.Ф., Галиев Э.Х. Метод комбинированного применения современных высокопроизводительных трассировщиков для проектирования электронных устройств.....	94
Шаронов М.В., Неснов Д.В. Прототипирование часов с электромагнитным маятником в КОМПАС-3D.....	98
Школин А.Н., Дракин А.Ю. Разработка подходов к автопостроению поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения.....	104
Юриков А.Ю. Сравнительный анализ методов стабилизации крутизны входного каскада rail-to-rail КМОП операционного усилителя во всем диапазоне входного синфазного сигнала	109
Юхман М.Л., Малаханов А.А. Корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя с принципом управления «метод контроля за один цикл»	114
СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ»....	118
Абзалилова Ю.Р., Токарев В.П. Виброзащищенная измерительная система расхода топлива для ГТД	118
Акулов П.А., Петрешин Д.И. Автоматизированная система измерения силы сочленения и расчленения электрических разъемов	120
Балашов А.В., Борздыко И.А. Генератор сигнала высокой частоты методом прямого цифрового синтеза	123
Бычков А.В. Обработка импульсных ультразвуковых сигналов при активном виброконтроле оборудования электроэнергетики.....	127

Васеева Т.В., Альтман Е.А., Елизаров Д.А. Информационно-измерительная система для анализа гармоник сигнала в электрической сети.....	131
Вишневский А.А., Ясоев В.Х. Применение селективного усилителя для коррекции погрешностей волоконно-оптических датчиков давления расходомеров массы газожидкостных смесей	136
Гавриков А.А., Смирнов В.И., Сергеев В.А., Шорин А.М. Измерение теплового сопротивления солнечных элементов с помощью программно-аппаратного комплекса	142
Гафиев И.И., Ляшева С.А., Шлеймович М.П. Анализ скорости автомобиля на основе обработки изображений.....	145
Жукова К.С., Ляшева С.А., Шлеймович М.П. Система поиска видеоизображений по образцу	148
Калюжный А.А., Поздняков А.Д. Выбор частоты стробирования при восстановлении периодического сигнала методом перестановки дискретных отсчетов.....	150
Константинов Э.С. Анализ электрокардиограмм с использованием нейронных сетей и вейвлет-преобразования	155
Майоров А.А., Мингазов И.Ф., Галиев Э.Х. Использование САПР для научных исследований характеристик каналов информационно-измерительной системы воздушных сигналов дозвукового самолета	158
Максимова М.В., Семенов Б.И. Построение интеллектуальной платформы для устройств автоматики на основе правил нечеткой логики....	162
Мельников И.А., Штенников И.В. Микропроцессорное устройство бесконтактного контроля температуры тел	166
Миловзоров Д.Г., Буторин А.В., Челюмов Г.В. Математическое моделирование геонавигационных информационно-измерительных систем с трехкомпонентными акселерометрическими датчиками	171
Миловзоров Д.Г., Ясоев В.Х. Математическое моделирование трехкомпонентных магнитометров	175
Мингазов И.Ф., Солдаткин В.В. Моделирование работы оптимального фильтра Винера измерительного канала системы воздушных сигналов вертолета на стартовых режимах	179
Минеев А.В., Ясоев В.Х. Анализ средств измерения радиальных зазоров по аспекту метрологического обеспечения	183
Поздняков А.Д., Калюжный А.А. Оценка смещения и нестабильности частоты сигнала в радиоканале методом стробирования	189
Тургунов Б.А., Халилов М.М. Современные способы защиты информационного сигнала от несанкционированного доступа в оптических сетях	195
Хизбуллин Р.Н., Сафиуллин Б.И., Венюков М.В. Информационно-измерительная система реализованная в пульсоксиметре ПСО-2КЛ	198
Чумаров С.Г. Пропускная способность волоконно-оптических информационно-измерительных систем	201

СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И УСТРОЙСТВ» 203

Хизбуллин Р.Н., Венюков М.В., Сафиуллин Б.И. Модели диагностирования электротехнических устройств электроподвижного состава	203
Галиев. Э. Х., Майоров А. А., Мингазов И. Ф. Разработка конструктивной схемы управляемого комплексированного оптоэлектронного прибора (ОЭП).....	206
Кинев Е.С., Тяпин А.А. Схемотехника подключения IGBT-инвертора к многофазной индукционной машине	208
Конохов Д.В., Федяева Г.А., Надточей А.Г. Разработка энергоэффективной системы прямого управления моментом асинхронных тяговых двигателей.....	216
Мударисов Р.М., Федотов А.И. Особенности оценки устойчивости синхронного двигателя при однофазных коротких замыканиях	218
Надточей А.Г., Федяева Г.А. Применение системы прямого управления моментом в электроприводе механизма передвижения мостового крана	222
Полющенко И.С. Использование модельно-ориентированного программирования при разработке электропривода.....	225
Седых С.В., Пугачев А.А. Моделирование электропривода с асинхронным двигателем и системой скалярного управления в энергосберегающем режиме.....	230
Татуйко П.С., Федяева Г.А. Применение энергоэффективных преобразователей напряжения в системах электрооборудования транспорта	233
Троценко А.С., Чижов М.И., Успехов А.А. Подготовка сетки макроэлементов с учетом формы тел в методе внешних конечноэлементных аппроксимаций	235
Хизбуллин Р.Н., Сафиуллин Б.И., Венюков М.В. Моделирование процессов диагностики устройств ЭПС	240
Чаленков Н.И., Филипович О.В. Решение прямой задачи кинематики SCARA-модуля в среде MapleSim	242