

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

БРЯНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ



Сборник научных трудов

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

Брянск, 24 – 25 октября 2019 г.

Брянск
2019



**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**
Брянский государственный технический университет

САПР И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

**Сборник научных трудов
III Международной
научно-практической конференции
Брянск, 24 – 25 октября 2019 г.**

**Брянск
2019**

УДК 621.37/.39:658.011.56

ББК 30.2-5-05

DOI: 10.30987/collection_5e02820f728048.98867384

«САПР и моделирование в современной электронике», международная научно-практическая конференция (3; 2019; Брянск). Сборник научных трудов III Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике», 24-25 октября 2019 г. – Брянск: БГТУ, тип. «Карат», 2019. – 346 с. – ISBN 978-5-907271-06-7. – Текст: непосредственный.

ISBN 978-5-907271-06-7

Приведены научные статьи участников III 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.

Редакционная коллегия:

Федонин О.Н. – д.т.н., профессор, ректор БГТУ – председатель оргкомитета;
Шкаберин В.А. – к.т.н., доцент, первый проректор по учебной работе БГТУ;
Сканцев В.М. – к.т.н., доцент, проректор по научной работе БГТУ – зам. председателя оргкомитета;

Потапов Л.А. – д.т.н., профессор, руководитель научно-исследовательской лаборатории автоматки, телемеханики и метрологии – научный редактор;
Голембиовская О.М. – к.т.н., доцент, начальник отдела организации научно-исследовательской работы студентов, аспирантов и молодых ученых БГТУ;
Дракин А.Ю. – к.т.н., старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории автоматки, телемеханики и метрологии – ответственный редактор;
Топчий О.А. – инженер научно-исследовательской лаборатории автоматки, телемеханики и метрологии – секретарь оргкомитета.

Сборник научных трудов публикуется в авторской редакции

ISBN 978-5-907271-06-7

© Брянский государственный
технический университет, 2019

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

**APPLICATION OF CAD IN ELECTRONICS, PHYSICS, RADIO
ENGINEERING AND MODERN INDUSTRY**

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e02820f7a1754.59263377

УДК 681.5.08; 658.562.47

П.А. Акулов, Д.И. Петрешин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

А.Д. Сырых (г. Брянск, ООО «КОНСТРУКТОР»)

P.A. Akulov, D.I. Petreshin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

A.D. Syrykh (Bryansk, LLC "CONSTRUCTOR")

**НЕОБХОДИМОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ КОМПЕНСИРУЮЩЕГО
МЕХАНИЗМА В КОНСТРУКЦИИ УСТАНОВКИ ИЗМЕРЕНИЯ СИЛ
СОЧЛЕНЕНИЯ-РАСЧЛЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ**

**THE NECESSITY OF APPLICATION OF THE COMPENSATING MECHANISM
IN THE CONSTRUCTION OF THE AUTOMATED SYSTEM FOR MEASURING
FORCES OF JOINT AND DISJOINT OF ELECTRICAL CONNECTORS**

Приведен расчет деформации тензометрического датчика одноточечного типа (Single Point). Обоснована необходимость применения компенсирующего механизма для автоматизированной установки измерения сил сочленения и расчленения электрических соединителей. Разработан механизм, позволяющий передавать во время проведения испытаний тензодатчику силу с учетом его деформации.

The calculation of deformation of Single point load cell is given. The necessity of using the compensating mechanism of automated system for measure forces of joint and disjoint of electrical connectors is substantiated. The mechanism has been developed that allows transmitting force to the load cell during testing, taking into account its deformation.

Ключевые слова: электрический соединитель, измерительная система, испытания, сила сочленения, сила расчленения.

Keywords: electrical connectors, measuring system, tests, force of joint, force of disjoint.

В работах [1–3] описана работа установки для автоматического измерения силы сочленения и расчленения электрических соединителей по методике, указанной в соответствующих нормативных документах [4]. Данная установка в своем составе имеет две базовые плиты, одна из которых (подвижная) обеспечивает перемещение испытуемой вилки относительно розетки (или наоборот), а вторая (неподвижная) связана с тензометрическим датчиком, регистрирующим силу сочленения–расчленения. Обе базовые плиты размещены на общих направляющих, что обеспечивает высокую

точность относительного позиционирования плит. Однако следует отметить, что обозначение плиты, связанной с тензодатчиком, как «неподвижной» не совсем корректно, т.к. при приложении силы к тензометрическому датчику, он испытывает деформацию, которая в свою очередь и приводит к появлению сигнала разбалансировки тензометрического моста, и, следовательно, указанная плита смещается из исходного положения на величину деформации тензодатчика. С учетом того, что вышеописанная плита имеет только одну степень свободы (перемещение вдоль оси сочленения–расчленения соединителей), то присоединительный узел плиты с тензодатчиком требует тщательной конструкторской проработки, т.к. он должен обеспечить передачу силы, возникающей при сочленении и расчленении испытуемых электрических соединителей к деформируемому датчику без искажений и ограничений.

В связи с тем, что в выбранном диапазоне регистрируемых сил (0,98–490 Н) используется только одна из возможных конструкций тензометрических датчиков – так называемых тензодатчиков одноточечного типа (англ. – «Single Point»), то ограничимся рассмотрением схемы деформации (рис. 1) только этого типа датчиков [5].

Расчет деформации тензометрического датчика, выполненный в среде САПР SolidWorks, показывает, что при прикладывании силы по оси сочленения–расчленения в тензодатчике кроме деформации dX возникает так же деформация в перпендикулярном направлении (dY).

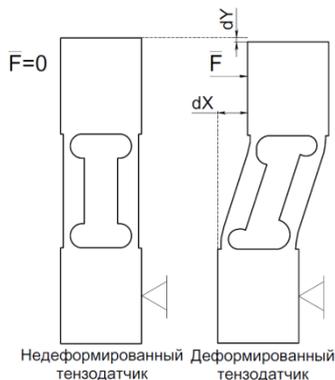


Рис. 1. Схема деформации тензодатчика типа Single Point

При необходимости смещение dX может компенсироваться дополнительным перемещением неподвижной плиты по направляющим. Но, в случае «жесткого» крепления тензометрического датчика к неподвижной плите деформацию dY скомпенсировать нельзя. Кроме того, в таком случае, зарегистрированная во время проведения испытаний сила, будет отлична от реальной за счет сужения диапазона деформаций dX и dY . Соответственно, для того, чтобы

обеспечить высокую точность при регистрации действительных значений сил, возникающих при сочленении и расчленении электрических соединителей необходимо обеспечить еще одну степень свободы по оси Y (компенсировать dY). Это возможно благодаря применению в конструкции крепления неподвижной плиты с тензодатчиком компенсирующего механизма.

Итак, данный механизм должен:

– компенсировать деформацию тензодатчика по осям X и Y за счет смещения некоторого подвижного элемента на величину dX и dY ;

– не вносить дополнительных погрешностей на результаты измерения и погрешности при перемещении базовых плит, т.е. все шарнирные соединения должны быть практически беззазорными.

В качестве механизма, способного выполнять описанные ранее функции, могут быть применены стандартные шарнирные наконечники (рис. 2), однако с целью минимизации размеров измерительной установки [1–3] необходима разработка собственной конструкции.



а) б)
Рис. 2. Внешний вид стандартных шарнирных наконечников: а – шаровой шарнир модели POS; б – шаровой шарнир модели GY

По мнению авторов данной статьи наиболее простым решением в данном случае является использование трехзвенного шарнирного механизма, соединенного осями. При этом компенсация деформации тензодатчика на величину dX и dY будет осуществляться за счет поворота кулисы

и ответной части тензодатчика на определенный угол. На рис. 3 представлена схема работы разработанного кулисного механизма, а на рис. 4 – его конструкция. Все элементы данного компенсирующего узла должны быть выполнены из легированной термообработанной стали необходимой твердости с обеспечением требуемых конструкторской документацией параметров качества рабочих поверхностей, воспринимающих основные нагрузки в процессе проведения испытаний электрических соединителей.

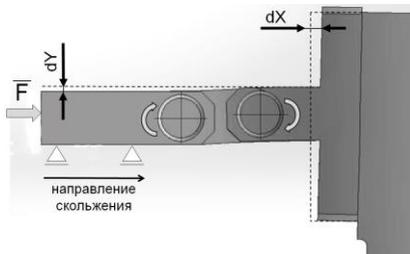


Рис. 3. Разработанный кулисный механизм со схемой отклонений, вызванных деформацией тензодатчика

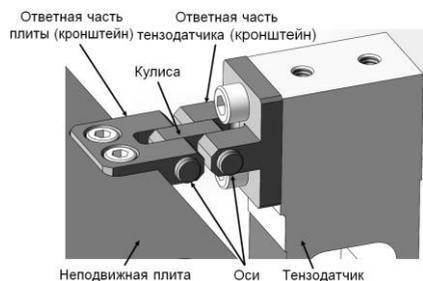


Рис. 4. Конструкция кулисного механизма

На следующем рисунке представлены результаты моделирования деформации по оси Y в САПР SolidWorks с приложением силы $F=480$ (Н) для различных вариантов крепления тензодатчика.

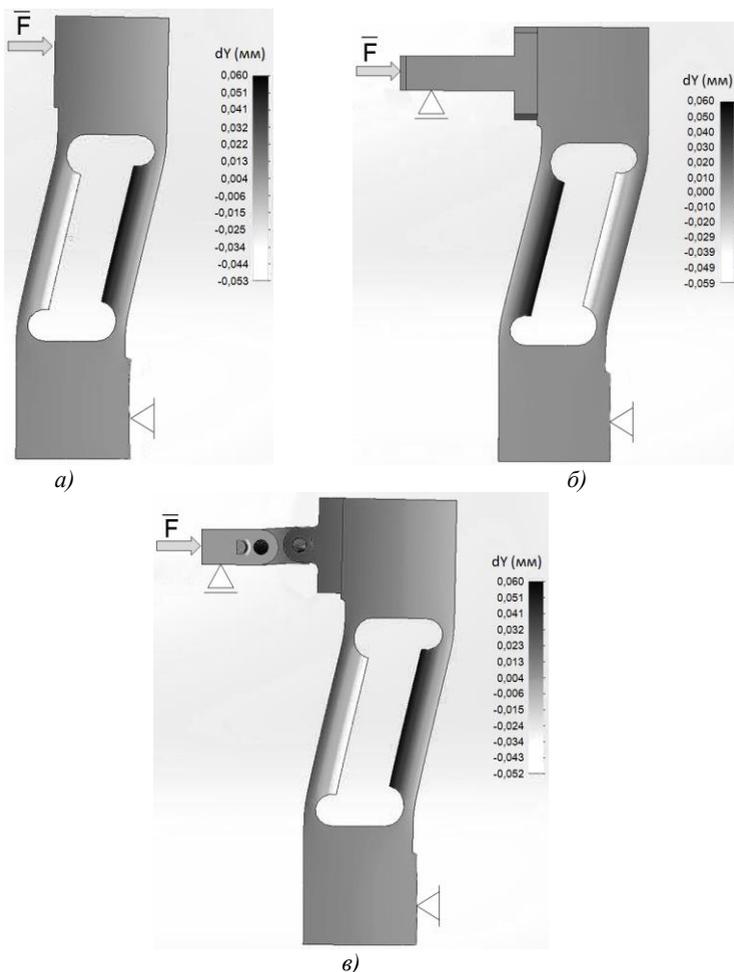
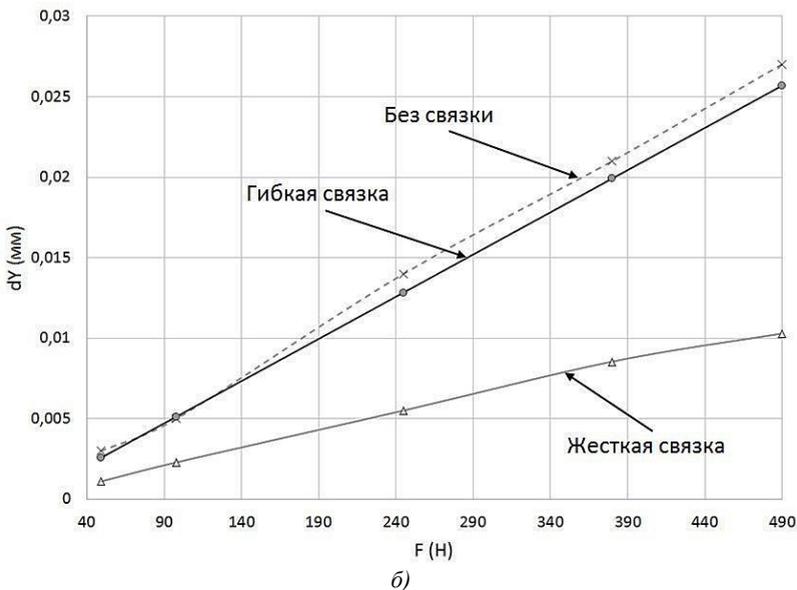
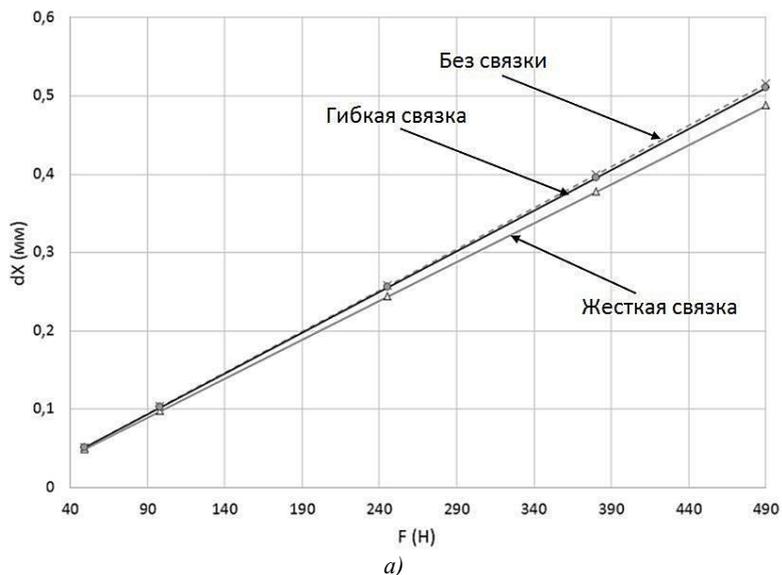


Рис. 5. Результаты моделирования смещения dY для тензодатчика: а – без узла крепления с неподвижной плитой (свободный конец, воспринимающий силу); б – с применением однозвенного кронштейна (жесткая связка); в – с применением трехзвенного компенсирующего механизма (гибкая связка)

Для определения влияния конструкции узла крепления неподвижной плиты с тензодатчиком на результаты проводимых испытаний были построены графики (рис. 6) зависимости смещения dX , dY , а так же величины полной деформации $ESTRN$ (которая прямопропорциональна величине изменения сопротивления тензорезисторов, а, следовательно, и значению регистрируемой силы) от величины прикладываемой силы F .

Анализ полученных данных показывает, что погрешность регистрируемой силы с применением в конструкции вышеописанной

автоматизированной установки компенсирующего механизма будет составлять 1 % относительно идеализированной ситуации, когда второй конец тензодатчика (воспринимающий силу) не закреплен. В то время как в случае «жесткого» типа крепления погрешность составляет 18 %.



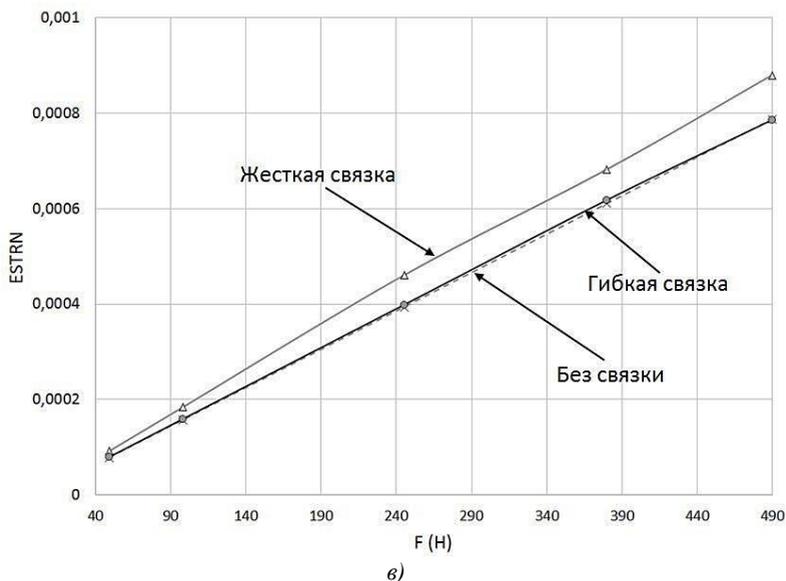


Рис. 6. Влияние типа крепления тензодатчика с неподвижной плитой на результаты проводимых испытаний: а – график зависимости смещения dX от F ; б – график зависимости смещения dY от F ; в – график зависимости деформации $ESTRN$ от F

Таким образом, была обоснована необходимость применения специализированного устройства, способного компенсировать величину деформации тензометрического датчика по осям X и Y . Кроме того, была разработана конструкция кулисного механизма, обеспечивающего проведение испытаний электрических соединителей на автоматизированной установке [1–3] с высокой точностью при значениях регистрируемой силы сочленения–расчленения до 490 Н.

Список литературы

1. Акулов, П.А. Автоматизация испытаний электрических соединителей / П.А. Акулов, Д.И. Петрешин, А.Д. Сырых // Автоматизация и измерения в машино-приборостроении. – 2018. – № 3 (2018). – С. 100–106.
2. Акулов, П.А. Автоматизированная установка контроля усилия сочленения и расчленения электрического соединителя / П.А. Акулов, А.Д. Сырых // Автоматизация в промышленности. – 2019. – № 1. – С. 48–51.
3. Патент РФ № 177529. Установка для измерения усилия сочленения и расчленения соединителей / Сырых А.Д., Акулов П.А.; заявка 2017130135, 25.08.2017.
4. ГОСТ 23784-98. Соединители низкочастотные низковольтные и комбинированные. Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации. – Минск: ЗАО «Эрбуни», 2003. – 24 с.
5. Датчик L6N. Технические характеристики / Zemic. – URL: <http://www.zemic.ru/catalog/rasdl/detail.php?ID=1156> (дата обращения 10.09.2019).

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

А.И. Балакин, Н.А. Балакина, М.А. Мезина

(г. Севастополь, Севастопольский государственный университет)

A.I. Balakin, N.A. Balakina, M.A. Mezina (Sevastopol, Sevastopol State University)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕРЕМЕННЫХ MS EXCEL В AUTODESK INVENTOR ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИЗДЕЛИЙ РАЗЛИЧНОЙ СЛОЖНОСТИ

USING MS EXCEL VARIABLES IN AUTODESK INVENTOR WHEN DESIGNING PRODUCTS OF VARYING COMPLEXITY

Рассмотрены возможности создания цифровых прототипов изделий различной сложности с использованием Autodesk Inventor и переменных MS Excel. Приведен порядок создания твердотельных моделей с использованием Autodesk Inventor и их связь с переменными MS Excel на примере детали типа плунжер. Приведены достоинства использования данного способа проектирования.

The possibilities of creating digital prototypes of products of varying complexity using Autodesk Inventor and MS Excel variables are considered. The procedure for creating solid models using Autodesk Inventor and their relationship with MS Excel variables is given using an example of a plunger-type part. The advantages of using this design method are given.

Ключевые слова: твердотельная модель, цифровой прототип, Autodesk Inventor, плунжер.

Keywords: solid model, digital prototype, Autodesk Inventor, plunger.

Современное проектирование связано с созданием твердотельных моделей изделий с последующим их исследованием. Применение таких моделей позволяет еще на этапе разработки проекта оценить работоспособность изделия в целом, что обеспечивает уменьшение стоимости проектирования изделий.

Вопросам автоматизации компьютерного проектирования посвящено большое количество работ [1-2], в которых рассматриваются возможности автоматизации графического моделирования с использованием различных систем автоматизированного проектирования. Рассмотрим возможности использования таких систем для моделирования изделий сложной формы, на основе Autodesk Inventor. Данная программа имеет в своем составе набор библиотек со стандартными изделиями, однако часто при разработке изделий этих элементов не всегда хватает.

Цель работы – рассмотреть возможность автоматизации построения твердотельных моделей изделий различной сложности с использованием переменных MS Excel.

Рассмотрим создание твердотельной модели детали типа плунжер в соответствии с ГОСТ 12483-67 Плунжеры. Конструкция [3]. Данный ГОСТ

определяет конструкцию, размеры и различные исполнения плунжеров (рис. 1).

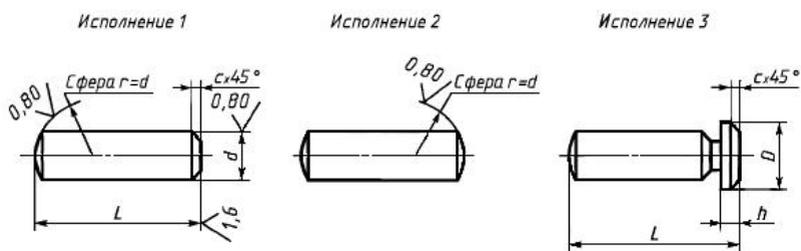


Рис. 1. Исполнения плунжеров согласно ГОСТ 12483-67

Рассмотрим создание твердотельной модели плунжера исполнения 3 и связь его размерных параметров с MS Excel. Использование переменных MS Excel позволяет значительно облегчить процесс изменения параметров плунжера для различных его типоразмеров. Создание твердотельной модели в Inventor начинаем с создания эскиза (рис. 2) наиболее полно описывающего конструкцию плунжера. Используя команду вращения получаем твердотельную модель.

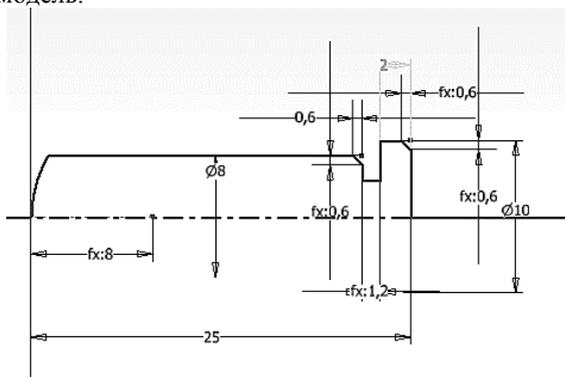


Рис. 2. Эскиз для создания плунжера

Во вкладке Управление – Параметры изменим обозначение размеров в соответствии с их обозначением, принятом в ГОСТе.

Далее создаем файл MS Excel и задаем в нем переменные соответствующих размерам плунжера по ГОСТу. В качестве параметров можно использовать любые наименования, кроме зарезервированных. Для дальнейшего удобства использования данных параметров рекомендуется, чтобы наименования переменных MS Excel совпадали с наименованием параметров в Inventor. Полученная таблица будет иметь вид, приведенный на рис. 3. Сохраняем полученную таблицу в файл.

	A	B	C
1	Наименование размера плунжера	Обозначение переменной MS Excel	Численное значение переменной
2	Диаметр плунжера	d_1	8
3	Диаметр головки плунжера	D_1	10
4	Высота головки плунжера	h_11	2
5	Длина плунжера	L_1	25
6	Величина фасок	c_11	0,6
7			

Рис. 3. Таблица переменных MS Excel

На следующем шаге необходимо осуществить связь параметров, задающих размеры модели в Inventor с переменными в файле MS Excel. Для этого необходимо нажать кнопку Связь в диалоговом окне Параметры и в диалоговом окне выбрать сохраненный файл MS Excel. Следует отметить, что в качестве начальной ячейки требуется указать ячейку, где располагается первая переменная в MS Excel. После выполнения данных действий в диалоговом окне Параметры появляются пользовательские параметры рис. 4.

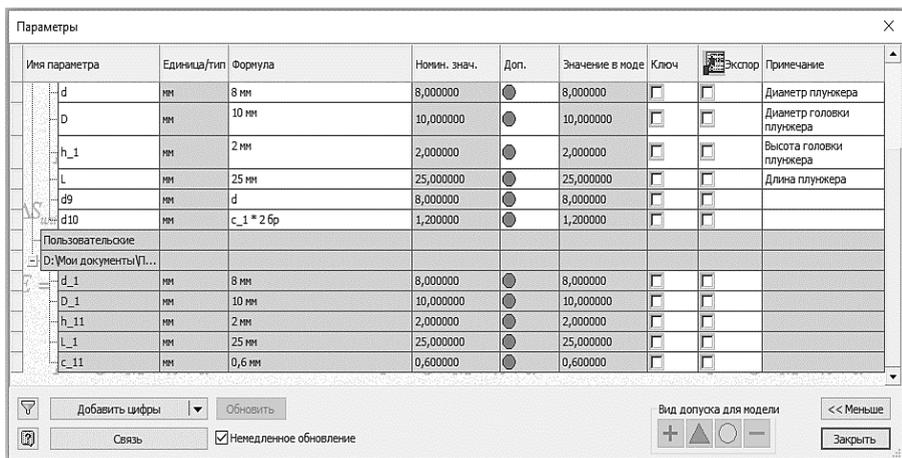


Рис. 4. Диалоговое окно Параметры после связи с файлом MS Excel

Далее связываем соответствующие параметры модели и пользовательские параметры: в столбце формула выделяем величину параметра модели, нажимаем правую клавишу мыши и в контекстном меню выбираем Список параметров. В появившемся окне приводятся переменные, заданные в MS Excel. Далее необходимо выбрать переменную соответствующую редактируемому размеру (рис. 5)

Параметры			
Имя параметра	Δ	Единица/тип	Формула
Параметры модели			
c_1		мм	0,6 мм
d		мм	8
D		мм	1
d1		мм	L_1
d10		мм	c_11
d7		мм	d_1
		мм	h_11

Рис. 5. Редактируемые параметры

Аналогичным образом назначаем остальные параметры. На этом настройка связи между размерными параметрами твердотельной модели в Autodesk Inventor и переменными MS Excel завершена. Теперь для изменения параметров твердотельной модели плунжера достаточно зайти в файл MS Excel, внести в соответствии с ГОСТом изменение размерных параметров для другого типоразмера плунжера и сохранить этот файл. При открытии модели в Inventor произойдет автоматическое перестроение плунжера в соответствии с заданными параметрами.

Можно сделать вывод, что использование переменных MS Excel при проектировании типовых изделий различной сложности позволяет сократить время необходимое для их создания. В этом случае задача конструктора сводится к выбору соответствующего элемента из нормативного документа (ГОСТ, ОСТ и т.д.) и указанию размерных параметров в MS Excel. В дальнейшем предполагается рассмотреть возможность использования переменных MS Excel при создании твердотельных сборок типовых элементов, например, для подшипников качения.

Список литературы

1. Концевич, В.Г. Твердотельное моделирование машиностроительных изделий в Autodesk Inventor / В.Г. Концевич. – Киев, Москва: ДиаСофтЮП, ДМК Пресс, 2007. – 672 с.
2. Балакин А.И. Компьютерно-интегрированное проектирование: учеб. пособие / А.И. Балакин, Л.Е. Карташов, В.Я. Копп, О.В. Филипович. – Севастополь: СевНТУ, 2014. – 170 с.
3. ГОСТ 12483-67. Плунжеры. Конструкция (с Изменениями N 1, 2) – М.: ИПК Изд-во стандартов, 2000. – 4 с.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Н.А. Балакина, А.И. Балакин, М.А. Мезина, Д.Н. Бочко, В.М. Цыганкова
(г. Севастополь, Севастопольский государственный университет)
N.A. Balakina, A.I. Balakin, M.A. Mezina, D.N. Bochko, V.M. Tsygankova (Sevastopol,
Sevastopol State University)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР ДЛЯ АНАЛИЗА НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ КЛЮЧЕЙ ОРТОПЕДИЧЕСКИХ ИНСТРУМЕНТОВ

USING CAD FOR STRESS ANALYSIS IN THE DESIGN OF KEYS FOR ORTHOPEDIC INSTRUMENTS

Рассмотрены возможности использования Autodesk Inventor для анализа напряжений при проектировании ключей для ортопедических инструментов. Показаны этапы выполнения моделирования. Выполнен анализ напряжений одного из ключей, предварительно подтвердивший соответствие разработанной конструкции требованиям, предъявляемым к таким изделиям.

The possibilities of using Autodesk Inventor for stress analysis in the design of keys for orthopedic instruments are considered. The stages of the simulation are shown. A stress analysis of one of the keys is performed, which previously confirmed the compliance of the developed design with the requirements for such products.

Ключевые слова: метод конечных элементов, анализ напряжений, Autodesk Inventor, ключ для ортопедических инструментов.

Keywords: finite element method, stress analysis, Autodesk Inventor, key for orthopedic instrument.

При конструировании нагруженных объектов часто возникает задача по проведению прочностных расчетов. В настоящее время для этих целей широко используется метод конечных элементов. Суть метода заключается в аппроксимации сплошной среды с бесконечно большими числами степеней свободы совокупностью элементов, имеющих конечные числа степеней свободы. Между этими элементами устанавливается взаимосвязь. Для использования метода конечных элементов для каждого элемента задают функции формы, позволяющие определять перемещение внутренней области элемента по отношению к перемещению в узлах, т.е. точках, где происходит соединение отдельных конечных элементов. При этом необходимо определить возможные независимые перемещения узлов конечно элементной модели. Таким образом, такая модель представляет собой систему закрепленных узлов, при этом дополнительные связи соотносят с направлением возможных перемещений узлов. Известно, что для достижения точности результатов необходимо уменьшать размеры конечных элементов

или их форму – это позволяет увеличивать точность аппроксимации геометрических характеристик в пределах конечного элемента.

Для применения данного метода на практике необходимо разбираться в теории механики, программировании, математики или же использовать существующие программные продукты.

Одним из продуктов, позволяющих сократить время проектирования изделия, является Autodesk Inventor. В состав этого программного комплекса входит среда для анализа напряжений основанная на использовании метода конечных элементов. Данная среда не позволяет менять форму конечных элементов, однако за счет уменьшения их размеров можно получать точные решения для относительно несложных конструкций [1-2].

Рассмотрим использование данной среды для анализа напряжений при проектировании ключей ортопедических инструментов. Данные ключи используются для установки и извлечения металлических винтов, применяемых в качестве хирургических имплантатов в костной хирургии. При проектировании этих изделий важной задачей является оценка прочности их рабочей части.

Для проведения прочностного анализа была построена твердотельная модель, представленная на рис. 1.

После построения модели детали и задания ее материала переходим в среду Анализ напряжений. В данной среде задаем схему нагружения ключа. В среде создаем новое моделирование. Задаёмся условиями закрепления, используя команду Зависимость фиксации. В качестве контуров закрепления выбираем лыски (рис. 2).

Далее необходимо задать силы нагружения, в данном случае задаем крутящим моментом (рис.3). Согласно ГОСТ Минимальный крутящий момент для размера 2,5 мм, 3,8 Нм.

После создания нагрузочной схемы настраиваем вид расчетной сети. Сетка формируется как наложение на геометрию модели. После настройки сетки запускаем процесс моделирования. Результат выполнения операции приведен на рис. 4.

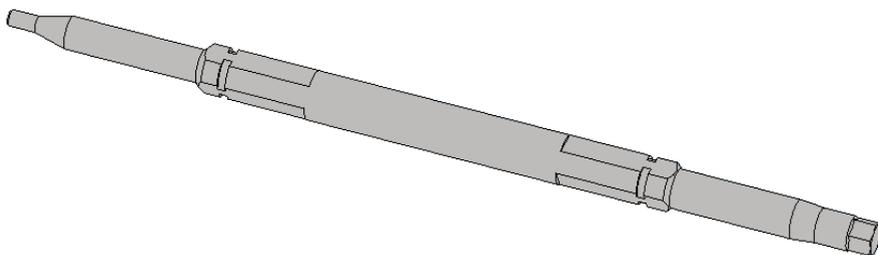


Рис. 1. Твердотельная модель рассматриваемой детали

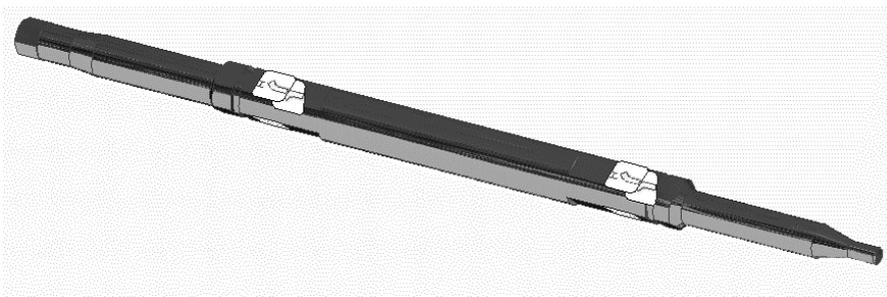


Рис. 2. Наложение зависимости фиксации

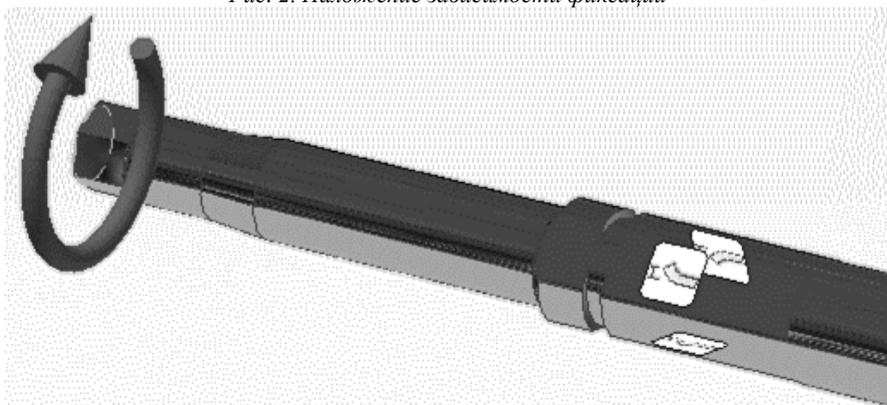


Рис. 3. Ключ с наложенной нагрузкой

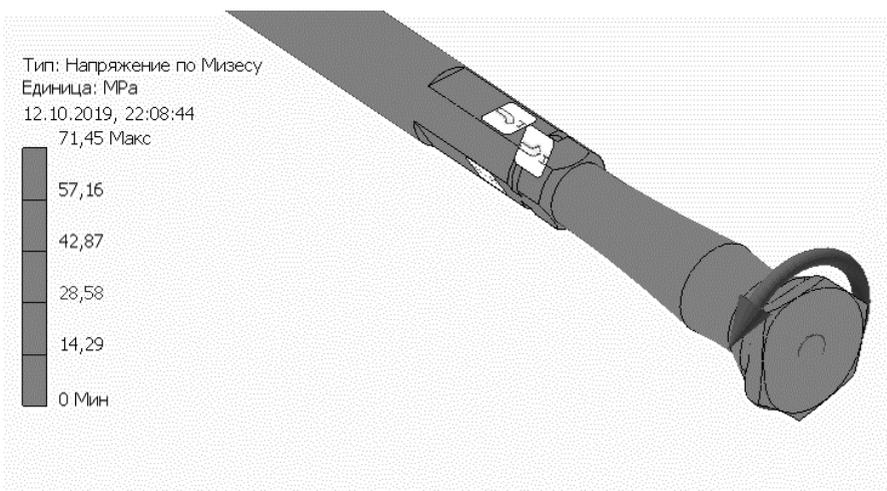


Рис. 4. Результат моделирования

В результате расчетов мы получили максимальные напряжения по Мизесу, которое не превышает допустимого значения.

Коэффициент запаса прочности согласно полученным данным (рис. 5) находится в пределах от 3,86 до 15, что является хорошим результатом.

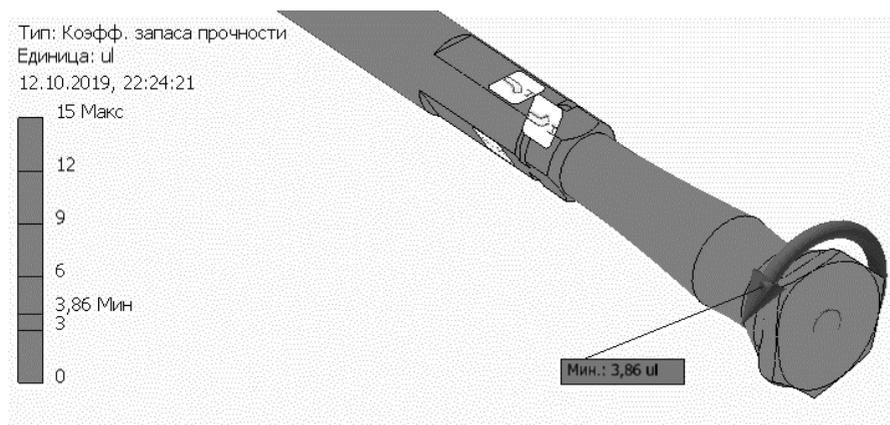


Рис. 5. Результат моделирования коэффициента запаса прочности

Проведенный анализ показал, что разработанная конструкция ключа ортопедических инструментов, соответствует требованиям, предъявляемым к ним и можно приступать к производству опытных образцов для проведения испытаний на реальном объекте.

Использование метода конечных элементов еще на этапе проектирования позволяет при неизменной заданной схеме нагружения добиваться улучшенной картины напряжений в конструкции, путем внесения в нее изменений, без производства опытных образцов, что экономит время и ресурсы предприятий, выпускающих продукцию.

Список литературы

1. *Концевич, В.Г.* Твердотельное моделирование машиностроительных изделий в Autodesk Inventor / В.Г. Концевич. – Киев, Москва: ДиаСофтЮП, ДМК Пресс, 2007. – 672 с.
2. *Балакин, А.И.* Компьютерно-интегрированное проектирование: учеб. пособие / А.И. Балакин, Л.Е. Карташов, В.Я. Копп, О.В. Филипович. – Севастополь: СевНТУ, 2014. – 170 с.
3. *ГОСТ 12483-67.* Плунжеры. Конструкция (с Изменениями N 1, 2) М.: ИПК Издательство стандартов, 2000. – 4 с.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

С.К. Бушанский, В.В. Комаров, А.О. Чуркин
(г. Саратов, Саратовский государственный технический
университет им. Гагарина Ю.А.)

S.K. Bushansky, V.V. Komarov, A.O. Churkin
(Saratov, Saratov State Technical University named after Yu.A. Gagarin)

КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫЙ АНАЛИЗ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ С МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ВКЛЮЧЕНИЯМИ

FINITE ELEMENT ANALYSIS OF RECTANGULAR RESONATORS
WITH METAL INCLUSIONS

Методом конечных элементов анализируются собственные электродинамические характеристики двух прямоугольных резонаторов с металлическими включениями.

Electrodynamic characteristic of two rectangular resonators with metallic inclusions are analyzed by using the finite element method.

Ключевые слова: микроволновый диапазон, прямоугольный резонатор, численное моделирование.

Keywords: microwave range, rectangular resonator, numerical simulation.

Благодаря простой конфигурации, позволяющей проводить расчет электромагнитных полей, резонансных частот и добротности с помощью аналитических соотношений [1], однородные прямоугольные резонаторы (ПР) нашли широкое распространение в современной радиоэлектронике в качестве базовых элементов различных микроволновых устройств [2]. Неоднородное металлodieлектрическое заполнение ПР требует привлечения численных методов их анализа. Один из таких подходов, а именно метод конечных элементов (МКЭ), реализованный в пакете программ *COMSOL V.5.2* был использован в данной работе для моделирования двух модификаций ПР с металлическими вставками, показанных на рис.1.

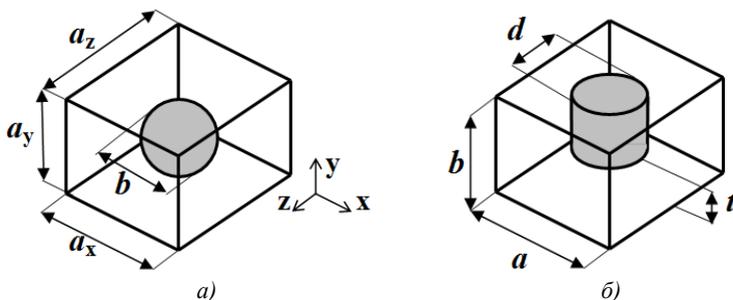


Рис.1. Прямоугольный резонатор со сферическим (а) и цилиндрическим (б) включением

Первая модификация представляет собой ПР со стенками одинакового размера ($a_x = a_y = a_z$) и сферическим включением в геометрическом центре структуры (рис.1,а). Результаты расчета собственных значений (резонансных длин волн) основного Н-типа колебаний, полученные МКЭ были аппроксимированы полиномом третьей степени с привлечением системы математических расчетов MATLAB:

$$\frac{\lambda}{a} = -0.4961\left(\frac{b}{a}\right)^3 + 1.9722\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 0.1278\left(\frac{b}{a}\right) + 1.4115 \quad R^2 = 0.9991 \quad (1)$$

где b - диаметр центральной сферы, a - внешний размер ПР (рис.1,а) и R - коэффициент корреляции. Выражение (1) справедливо при $0.1 \leq b/a \leq 0.9$.

Вторая модификация представляет собой ПР с металлическим цилиндром, соединенным с верхней стенкой, как показано на рис.1,б. Область, ограниченная размерами t и d формирует так называемый емкостной зазор. При $d = const$ электродинамическая структура представляет собой резонатор с емкостным металлическим штырем, а при $d = 0$ - индуктивным. При фиксированных внешних размерах ($b/a = 0.5$) резонансные длины волн такой структуры будут определяться размерами емкостного зазора. Эта зависимость для основного Н-типа колебаний описывается соотношением, установленным в данной работе МКЭ с последующей аппроксимацией численных данных методом наименьших квадратов с привлечением пакета программ *TableCurve3D*:

$$\begin{aligned} \frac{\lambda}{a} = & u_1 + u_2\left(\frac{t}{a}\right) + u_3\left(\frac{d}{b}\right) + u_4\left(\frac{t}{a}\right)^2 + u_5\left(\ln\left(\frac{d}{b}\right)\right)^2 + \\ & + u_6\left(\frac{t}{a}\right)\ln\left(\frac{d}{b}\right) + u_7\left(\frac{t}{a}\right)^3 + u_8\left(\ln\left(\frac{d}{b}\right)\right)^3 + u_9\left(\frac{t}{a}\right)\left(\ln\left(\frac{d}{b}\right)\right)^2 + \\ & + u_{10}\left(\frac{t}{a}\right)^2 \ln\left(\frac{d}{b}\right) \end{aligned} \quad R^2 = 0.9989 \quad (2)$$

где b и a - внешние размеры резонатора; t и d - внутренние размеры; $u_{1...10}$ - коэффициенты аппроксимации.

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимации уравнения (2)

u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
1.37513	-0.40219	-0.31628	1.0839	0.10943
u_6	u_7	u_8	u_9	u_{10}
-2.46634	-0.70746	0.034375	0.15918	2.54138

Далее в работе с помощью МКЭ были установлены значения собственной добротности двух исследуемых резонаторов. Результаты численного моделирования приведены на рис.2.

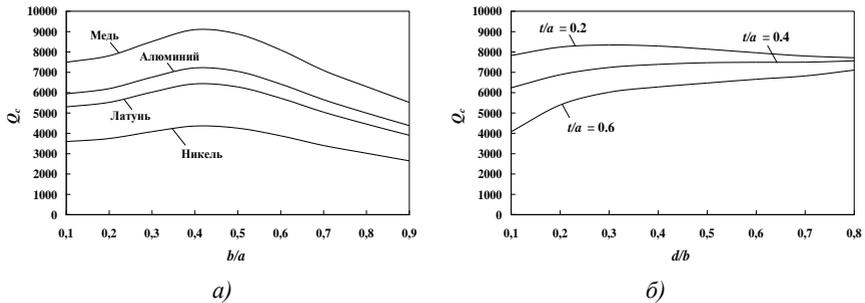


Рис. 2. Собственная добротность прямоугольного резонатора со сферическим (а) и цилиндрическим (б) включениями

Для первой модификации (рис.1,а) были рассмотрены четыре варианта конструкционных материалов резонатора, а для второй (рис.1,б) анализ проводился только для меди. В обоих случаях учитывались резонансные длины волн, определяемые при заданных размерах резонаторов посредством соотношений (1) и (2). Расчеты проводились для K -диапазона частот: 18...26 ГГц.

Исследования показали, что ПР с металлическим включениями обладают более высокими значениями резонансных длин волн низшего типа, чем классические ПР, а соответственно, их габаритные размеры на фиксированной частоте оказываются меньше. Кроме того, было установлено, что собственная добротность ПР со сферическим включением является сложной функцией его размеров, имеющей максимум в интервале вариаций $0.4 \leq b/a \leq 0.5$ для всех четырех металлических конструкционных материалов. В тоже время зависимость добротности ПР с цилиндрическим включением от его внутренних размеров является более монотонной и в ряде случаев может быть даже ниже, чем добротность простого ПР.

Полученные в данной работе приближенные соотношения (1) и (2) могут быть использованы в системах автоматизированного проектирования микроволновых устройств различного назначения.

Список литературы

1. Пименов, Ю.В. Техническая электродинамика / Ю.В. Пименов, В.И. Вольман, А.Д. Муравцов. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.
2. Pozar D.M. Microwave Engineering / D.M. Pozar – New York: Wiley, 2005. – 700 p.

Материал поступил в редколлегию 27.09.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e02820f9f9684.72227637
УДК 621.316.925

В.Я. Горин, Н.Н. Давидсон

(г. Донецк, Донецкий национальный технический университет)
V.Ya. Gorin, N.N. Davidson (Donetsk, Donetsk National Technical University)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ САПР ВОЗДУШНЫХ ЛЭП ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ КРИВОЙ ПРОВИСАНИЯ ПРОВОДА

USE OF THE EDUCATIONAL AND RESEARCH CAD OF TRANSMISSION LINES IN
THE STUDY OF MATHEMATICAL MODEL OF THE WIRE SAG CURVE

Рассматриваются результаты разработок по совершенствованию учебно-исследовательского варианта системы автоматизированного проектирования воздушных линий электропередачи высокого и сверхвысокого напряжения. На базе последней предложенной версии структурной схемы УИ САПР ВЛ в результате проведенных разработок получены новые расчетные соотношения для проведения систематического механического расчета проводов (тросов) ВЛ. Выполнены численные расчеты параметров модели кривой провисания провода на большом переходе ВЛ с использованием различных теорий.

The results of developments to improve the educational and research version of the computer-aided design of overhead power lines of high and ultrahigh voltage are considered. On the basis of the latest proposed version of the structural scheme of the educational and research CAD of overhead lines, as a result of the conducted developments, new calculated ratios for the systematic mechanical calculation of overhead wires (cables) are obtained. Numerical calculations of the parameters of the model of the slack curve of the overhead line wire are performed using various theories. Numerical calculations of the parameters of the wire SAG curve model at a large overhead line transition are performed using various theories.

Ключевые слова: САПР, учебно-исследовательский вариант, проектирование воздушных линий электропередачи, механический расчет проводов, новые расчетные соотношения, численные расчеты, сравнительный анализ результатов.

Keywords: CAD, educational and research version, design of transmission lines, mechanical calculation of overhead wires, new calculated ratios, numerical calculations, comparative analysis of results.

На кафедре электрических систем Донецкого национального технического университета продолжается проведение работ по совершенствованию процесса автоматизированного проектирования воздушных ЛЭП (ВЛ) высокого (ВН) и сверхвысокого (СВН) напряжения на базе учебно-исследовательской САПР (УИ САПР ВЛ). По сравнению с

опубликованной в [1] структурной схемой УИ САПР ВЛ ВН и СВН версия, приведенная на рис.1, была построена на модульном принципе и успешно использована в разработках новых подходов при проектировании больших переходов ВЛ через водные пространства [2].

Сегодня нами предлагается модульная версия 0.5 структурной схемы УИ САПР ВЛ, отражающая новые подходы к выполнению проектных расчетов больших переходов. В этой версии предусматривается отдельный, так называемый «систематический» (механический), расчет проводов и тросов на большом переходе ВЛ (см. рис. 1), выполняемый по предложенным в [3] соотношениям.

Целью настоящей работы является исследование и уточнение основного уравнения состояния провода ВЛ, которое является фундаментальным в расчетах механической прочности проводов (тросов) ВЛ с использованием УИ САПР ВЛ.

Задачи, решаемые в работе, можно сформулировать следующим образом:

1) Предложить новые математические соотношения, которые являются более строгими по сравнению с общепринятыми приближенными формулами для расчета параметров больших переходов ВЛ ВН и СВН через водные пространства.

2) Проанализировать результаты численных расчетов геометрических параметров кривой провисания провода ВЛ при использовании различных математических теорий.

Для решения первой задачи проанализируем геометрическую интерпретацию кривой провисания провода в пролете (большом переходе) ВЛ (см. рис.2).

Как известно, производная от параболы

$$f'(x) = \operatorname{tg} \alpha(x) = \frac{dy}{dx} = \frac{\gamma x}{\sigma}.$$

При малых значениях x $\operatorname{tg} x \approx x$.

С математической точки зрения особого рассмотрения требует вопрос о существовании математической модели кривой, удовлетворяющего следующему выражению:

$$y' = f'(x) = \operatorname{tg} \frac{\gamma x}{\sigma}.$$

Используем известную в математике теорию определения тригонометрических функций с помощью обращения интегралов. Согласно этой теории сначала определяют обратные тригонометрические функции, а затем тригонометрические функции, в свою очередь им обратные.

При построении теории будем исходить из интеграла

$$A_T(x) = \int_0^{\infty} \frac{dz}{1+z^2}.$$

Несобственный интеграл $\int_0^{\infty} \frac{dz}{1+z^2}$ сходится. Функция $A_T(x)$

определена во множестве всех действительных чисел. Она может служить средством аналитического определения необходимых нам значений arc tg , а затем и tg параметра z . Тогда будем иметь следующие табличные интегралы [4]:

$$\int_0^{\infty} \text{tg } z \cdot dz = -\ln \cos z + C ;$$

$$\int \sqrt{1+\text{tg}^2 z} dz = \int \frac{dz}{\cos z} = \ln \text{tg} \left(\frac{z}{2} + \frac{\pi}{4} \right) + C .$$

Напомним, что используемый нами метод механического расчета провода ВЛ с целью определения его механической прочности основан [3] на теории провисания гибкой нити, в каждом поперечном сечении которой напряжения одинаковы. Кривая провисания такой нити (рис. 2) принимает форму цепи равного сопротивления растяжению. Цепью равного сопротивления называется цепь переменной толщины, у которой толщина в каждой точке пропорциональна натяжению T (рис. 3). Заметим, что у такой цепи вероятность разрыва во всех точках одинакова.

Рассмотрим равновесие отрезка гибкой нити OD , где точка O будет самой низкой, а точка D — произвольной точкой в правой части нити. Эта точка находится под действием трех сил: натяжения H в точке O , натяжения T в точке D и вертикальной нагрузки Q (рис. 3). Эти три силы образуют замкнутый так называемый «силовой» треугольник, в котором

$$\text{tg } \theta = \frac{dy}{dx} = \frac{Q}{H}, \quad (1)$$

где H — натяжение в самой низкой точке цепи.

Обозначим буквой S переменное сечение цепи, изменяющееся вдоль её длины. Если обозначить вес единицы объема цепи через γ , а её длину через L , то вес элемента dL равен $\gamma S dL$.

Точно так же приращение вертикальной нагрузки составит

$$dQ = \gamma S dL,$$

а напряжение цепи (согласно условию) будет пропорционально толщине цепи, т.е.

$$T = \sigma S,$$

где σ — напряжение в материале провода.

Вычисляя дифференциал от обеих частей равенства $\frac{dy}{dx} = \frac{Q}{H}$, находим

$$dy' = \frac{dQ}{H} = \frac{\gamma S}{H} dL. \quad (2)$$

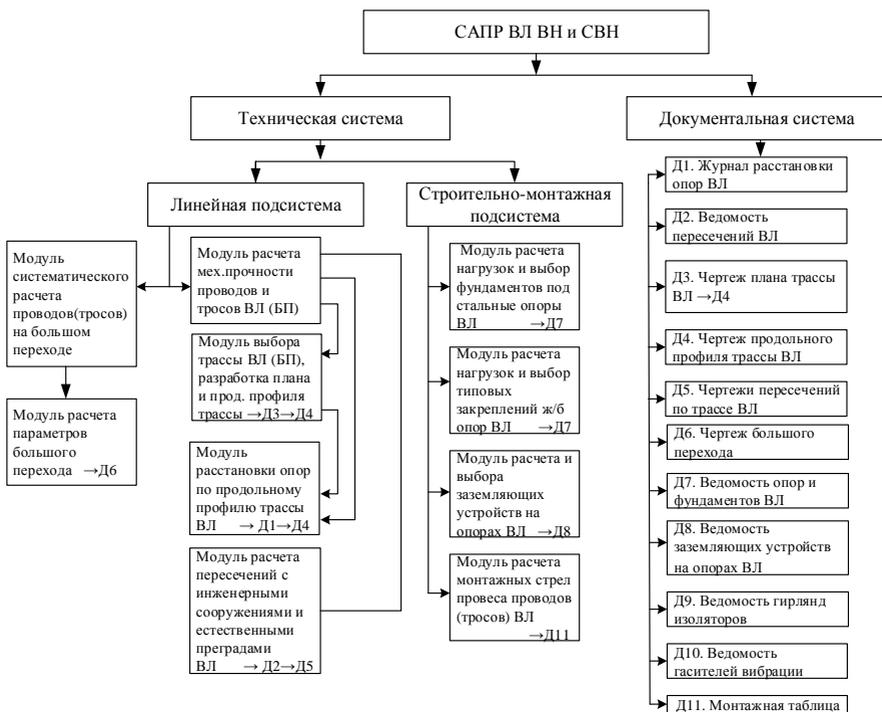


Рис.1. Структурная схема УИ САПР ВЛ (версия 0.5)

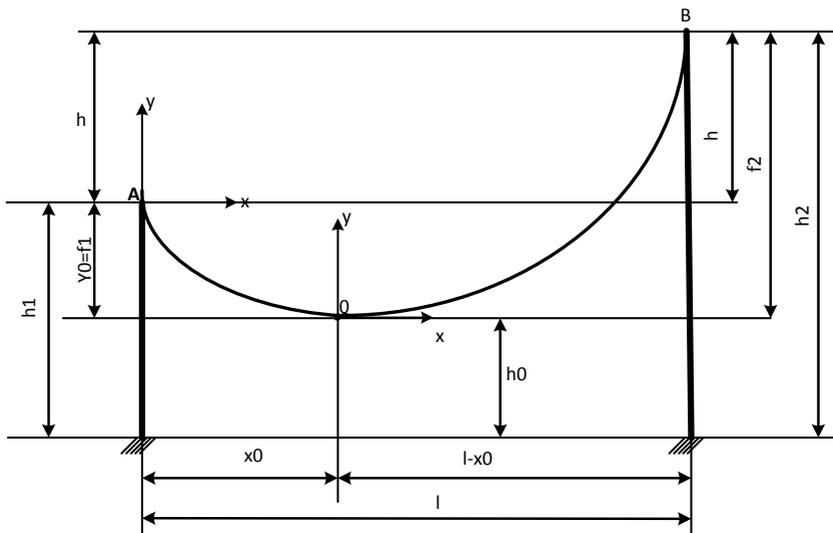


Рис. 2. Кривая провисания провода

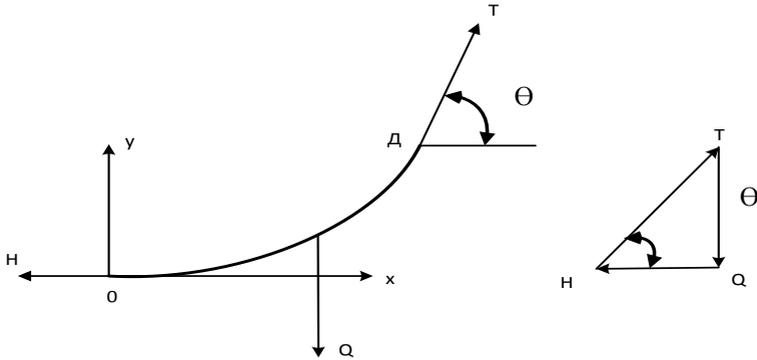


Рис. 3. Элемент провода

С другой стороны, так как на цепь действует только вертикальная нагрузка, проекция натяжения на горизонтальную ось является постоянной и равной

$$H = T \frac{dx}{dL} = \sigma S \frac{dx}{dL} = \text{const.}$$

Отсюда $S = \frac{H}{\sigma} \frac{dL}{dx}$, значение которого вводим в уравнение (2) и находим:

$$dy' = \frac{\gamma}{\sigma} \frac{dL \cdot dL}{dx} = \frac{\gamma}{\sigma} (1 + y'^2) dx,$$

где учтено, что

$$dL = \sqrt{(1 + y'^2)} dx.$$

Разделяя переменные, получим

$$\frac{dy'}{1 + y'^2} = \frac{\gamma}{\sigma} dx.$$

Интегрируя это выражение, имеем

$$\text{arctg } y' = \frac{\gamma}{\sigma} x + C_1.$$

Начало координат выбрано в самой низкой точке кривой провисания провода ВЛ. Следовательно, при $x = 0$: $y' = 0$ и $C_1 = 0$.

Итак,
$$y' = \text{tg} \left(\frac{\gamma}{\sigma} x \right). \quad dy = \text{tg} \left(\frac{\gamma}{\sigma} x \right) dx. \quad (4)$$

Интегрируя, находим
$$y = -\frac{\gamma}{\sigma} \ln \cos \left(\frac{\gamma}{\sigma} x \right) + C_2.$$

При $x = 0$: $y' = 0$ и $C_2 = 0$. Тогда стрела провеса провода может быть вычислена по следующему выражению:

$$y = -\frac{\gamma}{\sigma} \ln \cos \left(\frac{\gamma}{\sigma} x \right). \quad (5)$$

Длина провода в пролете ВЛ может быть определена [3] по следующей формуле с использованием общеизвестных тригонометрических соотношений $\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha = 1$, $\cos^2 \alpha (1 + \frac{\sin^2 \alpha}{\cos^2 \alpha}) = 1$, $\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha} = \frac{1}{\cos \alpha}$:

$$L = \int_a^b \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 ax} \, dx = \int_a^b \frac{dx}{\cos ax}.$$

Из таблицы неопределенных интегралов [4] воспользуемся соотношением

$$\int \frac{dx}{\cos ax} = \int \sec ax \, dx = \frac{1}{a} \ln \operatorname{tg} \left(\frac{ax}{2} + \frac{\pi}{4} \right).$$

Следовательно, длина провода в пролете ВЛ может быть определена по следующему достаточно простому выражению:

$$L = \frac{\sigma}{\gamma} \left[\ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma x_0}{\sigma} + \frac{\pi}{4} \right) + \ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma (l - x_0)}{\sigma} + \frac{\pi}{4} \right) \right]. \quad (6)$$

В результате предлагается основное уравнение состояния провода в следующем виде:

$$\frac{\sigma_2}{\gamma_2} \left[\ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma_2 x_{02}}{\sigma_2} + \frac{\pi}{4} \right) + \ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma_2 (l - x_{02})}{\sigma_2} + \frac{\pi}{4} \right) \right] = L_1 [1 + \alpha (t_2 - t_1)] \cdot [1 + \beta (\sigma_2 - \sigma_1)]; \quad (7)$$

где

$$L_1 = \frac{\sigma_1}{\gamma_1} \left[\ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma_1 x_{01}}{\sigma_1} + \frac{\pi}{4} \right) + \ln \operatorname{tg} \left(\frac{\gamma_1 (l - x_{01})}{\sigma_1} + \frac{\pi}{4} \right) \right].$$

По формулам (5), (6) определяются величины стрел провеса и длин провода. Из уравнения состояния провода (7) определяем величину напряжения в проводе, где индексами 1,2 обозначены параметры исходного и расчетного режимов соответственно.

С целью обобщения результатов расчета параметров больших переходов ВЛ через водные преграды при различных формах кривой провисания провода ВЛ были проведены соответствующие расчеты величин стрел провеса f и длины провода L на большом переходе длиной 1 400 м (рис. 4).

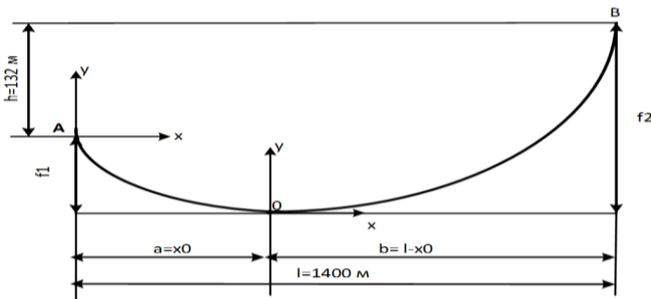


Рис. 4. К расчету большого перехода ВЛ

Таблица. Результаты численных расчетов параметров большого перехода ВЛ

Форма кривой провисания провода \ Параметр (м)	f_1	f_2	a	b	L
Парабола	64,00	196,00	509,090	890,910	1433,97
Цепная линия	65,36	197,36	513,698	886,902	1434,14
Цепь равного сопротивления растяжению	66,80	198,84	517,260	882,740	1435,09

Как видно из приведенной таблицы, стрелы провеса провода на переходе и, как следствие, длина провода, имеют наибольшие значения при расчетах по формулам, полученным в настоящей работе на базе теории цепи равного сопротивления растяжению провода. Этот факт является по нашему мнению позитивным и объясняется следующим образом. Согласно теории сопромата, теории упругости и теории пластичности стрела провеса провода и должна быть по величине больше, чем рассчитанные по основному уравнению состояния провода, в котором не учитывается изменение тяжения по длине провода и пластичные свойства материала провода.

Список литературы

1. Горин, В.Я. Новые подходы при совершенствовании учебно-исследовательской САПР воздушных ЛЭП высокого и сверхвысокого напряжения/В.Я. Горин., Н.Н. Давидсон, Р.И. Пуриши // САПР и моделирование в современной электронике [Текст] + [Электронный ресурс]: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – С.27-33.
2. Куленёнок, И.А. Новый подход при проектировании больших переходов воздушных ЛЭП через водные пространства/ И.А. Куленёнок, В.Я. Горин, Н.Н. Давидсон //Инновационные перспективы Донбасса, г. Донецк, 21-23 мая 2019 г. – Т.2: 2. Перспективы развития электротехнических, электромеханических и электросберегающих систем. – 2019. – С. 41- 45.
3. Горин, В.Я. Новая методика расчета параметров больших переходов воздушных ЛЭП/ В.Я.Горин, Н.Н. Давидсон // Наук.праці ДонНТУ, серія «Електротехніка і енергетика», випуск 79 . – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2004. – С.74 -77.
4. Бронштейн, И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов/И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев//Изд. девятое, стереотипное. – М.: Госуд. изд.физ.- мат. литер. 1962. – 608 с.

Материал поступил в редколлегию 24.10.19.

Р.С. Гришин, Д.В. Неснов

(г. Самара, Самарский государственный технический университет)

R.S. Grishin, D.V. Nesnov (Samara, Samara State Technical University)

СОЗДАНИЕ ДАТЧИКА ИЗБЫТОЧНОГО ДАВЛЕНИЯ МЕТРАН-43 ДИ ПРИ ПОМОЩИ ПРОГРАММЫ КОМПАС-3D

CREATING AN OVER PRESSURE SENSOR METRAN-43 DI WITH THE KOMPAS-3D PROGRAM

В приведённой статье описано создание трехмерной модели датчика избыточного давления Метран-43ДИ при помощи графического редактора КОМПАС-v17, а также выполнены фотореалистичные изображения в программе Artisan Rendering и создана анимация разборки-сборки устройства, позволяющая увидеть внутренние составляющие изделия.

This article describes the creation of a three-dimensional model of the overpressure sensor Metran-43 using the graphic editor COMPASS-v17, as well as photorealistic images in the program Artisan Rendering and created animation disassembly-Assembly of the device, allowing you to see the internal components of the product.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, трехмерная графика, Метран-43ДИ, изделие.

Keywords: computer simulation, graphics, Metran-43, device.

Нынешнее общество 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 устройств и позволяет изучить каждую деталь и каждую часть изделия, не собирая его живую.

Цель работы: изучить возможности многофункциональной программы КОМПАС-3D [1, 2], для создания трёхмерных моделей реальных объектов, научиться применять на практике широкий спектр прикладных библиотек редактора, а так же показать выполненную работу на устройстве «Датчик избыточного давления Метран-43 ДИ»

Датчик Метран-43 ДИ (рис. 1) моделировался полностью при помощи программы КОМПАС v17.1. Все детали устройства создавались отдельно и собирались в под сборки, а далее уже в общие крупные сборки. Данный сборочный узел имеет 70 оригинальных деталей и 72 стандартные детали. Общее количество деталей, участвующих в сборке, 370 штук.

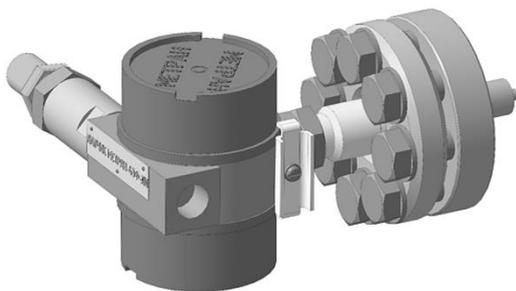


Рис.1. 3D-модель датчика избыточного давления Метран-43ДИ

координаты. Промежуточные точки задавались произвольно, но с учетом того, что после добавления 3D модели провода в сборку, он не пересекал другие провода и компоненты самой сборки. Те детали, которым были необходимы стандартные конструктивные элементы, создавались с помощью прикладной библиотеки редактора.

В полную сборку устройства Метран-43 ДИ входит множество подборок: 7 основных крупных и 24 мелких подборок. После окончательной сборки модель устройства была представлена в полностью разнесенном состоянии. Это было сделано с целью показать все стандартные и оригинальные детали, которые входят в модель.

С помощью стандартной библиотеки КОМПАСа «Анимация» была создана анимация полной разборки сборки датчика Метран. При её создании было создано большое количество шагов и сцен. В видео наблюдается пошаговый разбор сначала полного устройства, а далее каждой подборки, входящей в общую сборку, отдельно. Данная анимация помогает понять внутренний вид датчика, а также правильный разбор и сбор изделия для неопытных работников.

При помощи программы Artisan Rendering создавалось фотореалистичное изображение датчика давления Метра-43 ДИ (рис.2). 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 (рис.3), и буквально в

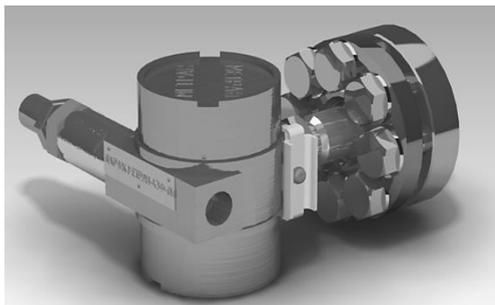


Рис.2. Фотореалистичное изображение Метрана-43 ДИ

несколько кликов пройти путь от трехмерной модели до высококачественного изображения. Фотореалистика помогает пользователю инженеру, не видевшему никогда в жизни данный прибор вживую, увидеть его полный размер, точный цвет и материал.



Рис.3. Фотореалистичное изображение Метрана-43 ДИ на одном из фонов

В результате выполнения работы были созданы компьютерные модели деталей и трехмерная сборка датчика избыточного давления, которые полностью соответствует всем геометрическим и технологическим требованиям, описанным в технических условиях и сопроводительной документации по созданию и монтажу данного устройства.

Анимация работы демонстрирует сбор-разбор изделия. 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.: Аскон, 2017. – 2920 с.
2. Аскон. Азбука КОМПАС 3D V17. М.: Аскон, 2018. – 478с.
3. *Большаков, В.* Твердотельное моделирование деталей в САД-системах: AutoCAD, КОМПАС-3D, SolidWorks, Inventor, Creo / В. Большаков, А. Бочков, Ю. Лячек. – Изд-во: Питер, 2015. – 480 с.
4. *Ефремов, Г.* Инженерная и компьютерная графика на базе графических систем: учебное пособие (гриф УМО) / Г. Ефремов, С. Ньюкалова – Изд-во: Тонкие наукоемкие технологии (ТНТ), 2014. – 256 с.

Материал поступил в редколлегию 29.07.19.

В.С. Климачев, А.А. Малаханов

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

V.S. Klimachev, A.A. Malakhanov (Bryansk, BSTU)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР ДЛЯ СОЗДАНИЯ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ПРОГРАММЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ЛАЗЕРОМ

THE USE OF CAD TO CREATE A CONTROL PROGRAM FOR THE MANUFACTURE OF PCB BY LASER

Представлен способ изготовления печатной платы с помощью лазерной гравировки дорожек. Показана настройка программы Copper CAM для создания управляющей программы на ЧПУ гравер по Gerber файлам и файлам сверловки.

A method of manufacturing a PCB using laser engraving of tracks is presented. Shows the setup of the Copper CAM program to create a control program on the CNC engraver on Gerber files and drill files.

Ключевые слова: ЧПУ, печатная плата, лазерные технологии, gerber файлы, CAM.

Keywords: CNC technology, PCB, laser technology, gerber files, CAM.

Существует множество технологий изготовления печатных плат. Одной из самых простых является непосредственная трассировка дорожек на листе текстолита при помощи маркера или другого красящего инструмента. До самых сложных с применением фоторезиста, которые невозможно идеально повторить в домашних условиях или в местной лаборатории, так как она занимает несколько технологических операций, что ухудшает вероятность создания качественной печатной платы, так как если будет допущена ошибка хотя бы в одной технологической операции, то придется начинать изготовление сначала.

Имея ЧПУ станок и лазер можно изготовить печатную плату с хорошим качеством и довольно тонкими дорожками. Суть метода заключается в том, что на очищенную поверхность текстолита наносится слой аэрозольной краски темного цвета, это самый ответственный момент, так как нужно проследить за равномерностью покраски. После полного высыхания краски, текстолит устанавливается на рабочую поверхность ЧПУ гравера, затем лазером выжигается краска в ненужных местах, оставляя закрашенными только те области где находятся проводники. Затем необходимо обработать плату, удалив с нее излишки нагара от лазера. Далее следует стандартная процедура травления печатной платы.

Для создания управляющей программы на ЧПУ станок можно воспользоваться программой Copper CAM [1]. Программа предназначена для создания управляющей программы для гравировки печатных плат с помощью

фрезерного станка. Однако она вполне подойдет для наших целей. Все что нам потребуется это gerber файлы печатной платы и файл сверловки. После импорта в программу этих файлов, необходимо задать тип обработки и задать параметры инструментов. Всего в программе присутствует два режима обработки это engraving и hatching. Первый предназначен для того что бы вырезать дорожки печатной платы по контуру (рис. 1). Второй способ гравировует печатную плату в тех местах где нет дорожек, то есть делает полную выборку меди оставляя только проводники (рис. 2).

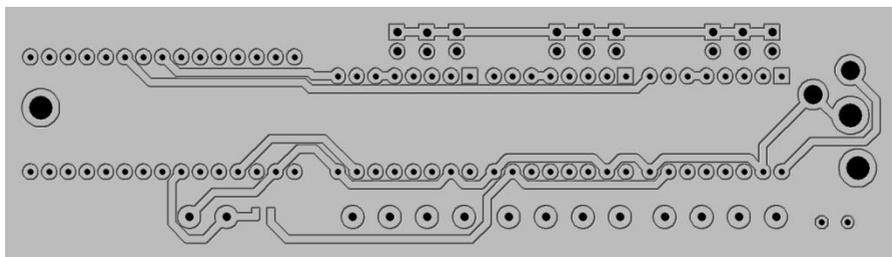


Рис. 1. Режим выборки engraving

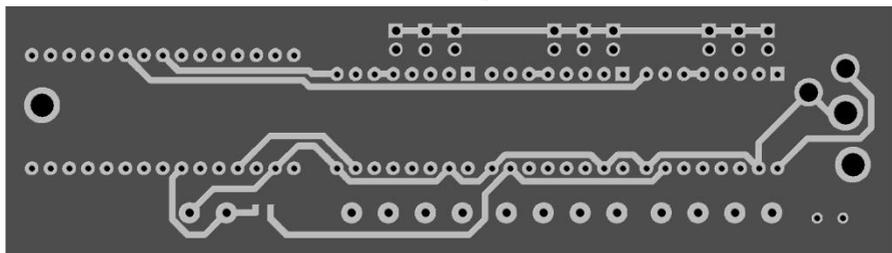


Рис. 2. Режим выборки hatching

В меню Parameters можно выбрать пункт Tool library, где можно создать инструмент для обработки. Создадим инструмент с параметрами как показаны на рис. 3. Параметр Plunge speed (скорость подачи) подбирается экспериментально и зависит от мощности и типа лазера.

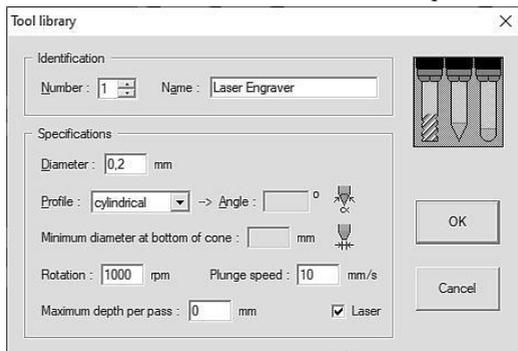


Рис. 3. Настройка параметров инструмента

После того как создали инструмент, необходимо его назначить для дальнейшей обработки. Для этого идем в меню Parameters во вкладку Selected tools и выбираем ранее созданный инструмент для engraving и hatching типов обработки, если сверловка печатной платы не производилось заранее, то необходимо выбрать еще drilling tools (рис. 4).

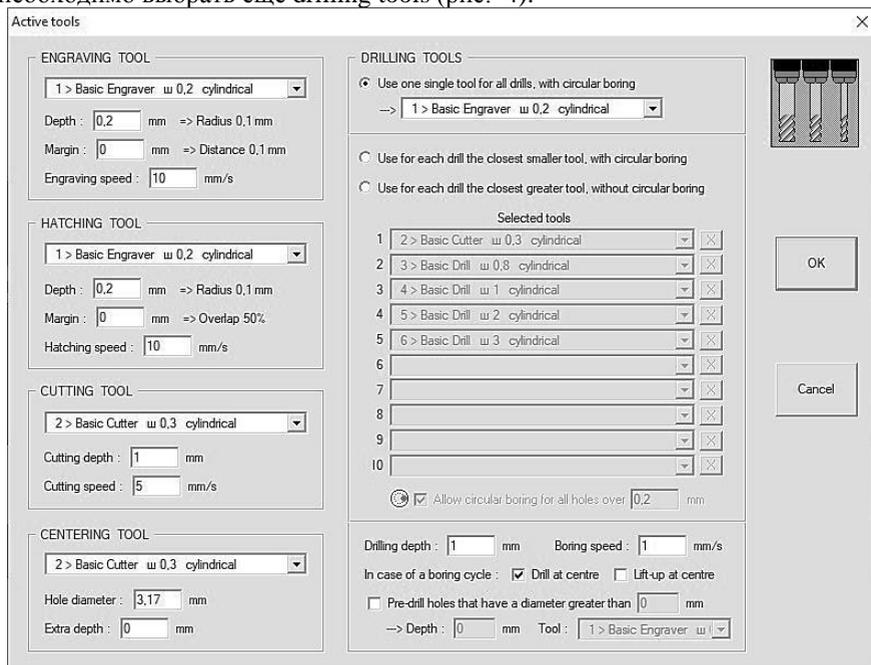


Рис. 4. Настройка инструментов для обработки печатной платы

После того как произведены все настройки, заставим программу вычислить траектории гравировки дорожек. Для этого в меню Machine выберем пункт contour / calculate contour и hatches / calculate. Программа вычислит контура, затем для создания G-кода необходимо в меню Machine выбрать пункт Mill и в появившемся окне указать все необходимые операции выборки в следующем порядке: engraving, hatching, drilling. При подтверждении всех параметров программа создаст G-код и экспортирует его в приложение «Блокнот».

Список литературы

1. AndyBig. Гравировка печатных плат в подробностях [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.cnc-club.ru/forum/viewtopic.php?f=28&t=9921&hilit=coppercam> (дата обращения: 21.10.2019).

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

И.Е. Колошкина

(г. Москва, Федеральный центр компетенций в сфере
производительности труда)

А.В. Аверченков

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

I.E. Koloshkina (Moscow, Federal Center for Competence)

A.V. Averchenkov (Bryansk, Bryansk State Technical University)

САПР И ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОНСТРУКТОРСКО- ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА

CAD AND EFFICIENCY OF DESIGN AND TECHNOLOGICAL PREPRODUCTION

Приведены основные возможности применения интегрированных конструкторско-технологических компьютерных систем при подготовке производства, обеспечивающих эффективность принимаемых решений.

The main possibilities of application of integrated design and technological computer systems in the preparation of production, ensuring the effectiveness of decisions.

Ключевые слова: интегрированные конструкторско-технологические компьютерные системы, технологические процессы, станки с программным управлением, оптимизация механической обработки.

Keywords: integrated design and technological computer systems, technological processes, machine tools with program control, optimization of machining.

Постановка проблемы. Сокращение сроков подготовки производства изделия и эффективность проектных решений в значительной степени зависит от уровня автоматизации разработки конструкторской и технологической документации. Широкое использование компьютерных программных продуктов, обеспечивает автоматизированную подготовку конструкторской и технологической документации, управляющих программ для станков с программным управлением. К сожалению не все возможности таких программ, позволяющих сократить сроки проектирования и повысить эффективность принимаемых решений, используются на практике.

Формулирование целей статьи. Рассматриваются приемы эффективного использования компьютерных программных продуктов на примере отечественной разработки - интегрированной конструкторско-технологической системы ADEM CAD/CAM/CAPP.

Система ADEM состоит из комплекса программ, имеющих определённое функциональное назначение, и включает средства автоматизации для различных видов инженерной деятельности, оперативное взаимодействие

которых является ключом к рентабельному производству. Основные модули системы, а также остальные компоненты системы ADEM глубоко интегрированы друг с другом, они представляют собой единое конструкторско-технологическое пространство, поэтому ADEM является эффективным инструментом подготовки производства.

При разработке конструкторской документации в модуле CAD, в отличие от традиционного прямого проектирования, возможна реализация принципа «компьютерного инжиниринга», когда первоначальным источником информации является создаваемая проектантом объемная модель изделия, реализуемая на основе 2D-шаблона, формируемого отрезками, дугами и кривыми. В этом случае рутинная работа по выполнению плоских чертежных видов изделия реализуется программой по проецируемой 3D модели, что существенно сокращает время подготовки конструкторской документации. Оформленный и утвержденный конструкторский документ располагается в базе данных и наличие интеграции модуля CAD с другими модулями системы обеспечивает его регламентированный доступ в цифровом формате для остальных участников процесса подготовки производства – технологов, программистов оборудования с ЧПУ, нормировщиков и пр.

Наиболее эффективна автоматизация технологической части подготовки производства, которая реализуется с помощью модуля CAPP, ориентированного на разработку технологической документации. Существенное сокращение времени технологического проектирования обеспечивается за счет того, что технолог, в режиме диалога, разрабатывает только карту технологического процесса, а остальные документы комплекта готовятся системой в автоматическом режиме (см. рис. 1) [1].



Рис. 1. Сопоставление различных способов технологического проектирования
 КТП – карта технологического процесса, ТЛ – титульный лист, ВТД – ведомость технологической документации, ВОБ – ведомость оборудования, ВО – ведомость оснастки, КК – комплектовочная карта

Сокращение сроков технологического проектирования реализуется при разработке содержания технологических переходов, которые выполняются с использованием баз данных и сервисных функций:

- функция «Расчет режимов резания» реализуется при занесении в диалоговом табло сведений о материале, размерах заготовки и детали, режущем инструменте, оборудовании, характере обработки, система выполняет расчет и сведения о режимах резания и времени обработки переносятся в технологическую документацию;

- сервис «Получение маршрута обработки отверстия» помогает технологу реализовать эту технологическую задачу вводом в диалоговом окне исходной информации с чертежа - геометрии, точности, шероховатости и сведения о материале. В результате система предлагает разные маршруты обработки, комплекты режущего инструмента, режимы обработки и нормы времени на каждый переход, выбор одного из предложенных вариантов остаётся за технологом;

- сервис «Отверстия под нарезание метрической резьбы» обеспечивает решение такой технологической задачи вводом в диалоговых окнах исходной информации с чертежа, в результате система предлагает предпочтительные маршруты обработки, комплекты режущего инструмента, средства контроля, режимы обработки и нормы времени на каждый переход.

Т.к. в интегрированных системах технолог имеет доступ к файлам с конструкторской документацией, это сокращает время разработки технологических эскизов за счет уже имеющегося изображения объекта в цифровом формате и возможности редактировать его под необходимые условия [1,4].

В модуле САМ реализуется методика разработки управляющих программ (УП) для оборудования с ЧПУ основе последовательной обработки конструктивных элементов. Изображение детали разбирается на отдельные элементы, обрабатываемые за один переход – плоскость, отверстие, стенка и т.п. При разработке УП выделяется на объемной модели нужный конструктивный объект, а система выполняет необходимые расчеты и формирует цикл УП, разработчик корректирует предложенное системой решение.

Следующим шагом совершенствования разработки УП является применение модуля САМ Expert, который позволяет сократить время проектирования в n раз (n - количество конструктивных элементов на детали), по сравнению с программированием на основе последовательной обработки конструктивных элементов за счет автоматического одновременного распознавания всех конструктивных элементов по 3D модели детали и последующей автоматической разработки УП по описанному выше алгоритму. За разработчиком остаётся возможность установить ограничения на условия обработки элементов [2].

Такой подход позволяет технологу разрабатывать УП в процессе технологического проектирования в модуле САМ без участия программиста,

т.к. в этом случае не требуется специальная подготовка в сфере программирования для станков с ЧПУ [3].

Программирование в модуле САМ позволяет сократить расходы на фрезерование объемных поверхностей, которые, как правило, выполняется на 3-х координатном оборудовании, при автоматизированной разработке УП часть таких работ предлагается выполнять на 2.5 координатном станке. Подготовка такой УП реализуется заданием количества проходов по оси Z, число проходов регламентируется максимальной высотой оставляемого гребешка. Такой вид обработки, при реализации на 2.5 координатном станке, позволяет существенно снизить себестоимость изготовления изделия на данной операции.

В модуле АДЕМ САМ, для повышения эффективности контурного фрезерования и точения, имеется возможность устанавливать величину подачи, обеспечивающую постоянство толщины стружки при переменной толщине снимаемого слоя. Обеспечив постоянное и оптимальное значение толщины стружки можно стабилизировать силовые нагрузки при обработке, а так же при переходе с увеличенных величин припуска на малые съемы металла можно увеличить линейную подачу в 1.5-2 раза [2].

При автоматизированном технологическом проектировании система выполняет расчет норм времени и заносит эти сведения в комплект технологической документации, это позволяет исключить действия нормировщика и сократить расходы на принудительное нормирование операций [3].

К числу преимуществ применения описанных компьютерных систем при подготовке производства следует отнести:

- сокращение сроков проектирования до пяти раз, совмещения обязанностей программиста и нормировщика технологом;
- многовариантность и возможность выбора оптимальных технологических решений.

Список литературы

1. *Колошкина, И.Е.* Автоматизация разработки технологической документации // Информационные технологии в проектировании и производстве. – 2019. – №1 (173). – С. 56-62. – ISSN 2073-2597.

2. *Аверченков, А.В.* Научно-технологическая обработка заготовок на станках с ЧПУ и программирование в САМ-системе / А.В. Аверченков, И.Е. Колошкина, С.А., Шептунов // Научно-технологические технологии в машиностроении. – 2019. – №4 (94). – С. 31-39 – ISSN 2223-4608.

3. *Аверченков, А.В.* Формирование компетенций специалистов в научно-технологических технологиях подготовки производства / А.В. Аверченков, И.Е. Колошкина, С.А. Шептунов // Научно-технологические технологии в машиностроении. – 2019. – №6 (96). – С. 22-29 – ISSN 2223-4608.

4. *Колошкина, И.Е.* Методика автоматизированной разработки технологической документации в системе САД/САМ/САРР // Автоматизация в промышленности. – 2019. – №9. – С. 32-34.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

Д.Г. Краснов, Е.М. Степанов

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ)

D.G. Krasnov, E.M. Stepanov (Kazan, KNRTU-KAI named after A.N. Tupolev)

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММ NX И E3 SERIES ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ ПРОКЛАДКИ ПРОВОДОВ И ЖГУТОВ

APPLICATION OF THE NX AND E3 SERIES PROGRAMS FOR ELECTRICAL ROUTING OF WIRING AND HARNESS

Данная работа посвящена анализу возможности использования современного программного обеспечения для модернизации производства. В качестве предлагаемых вариантов представлены программы NX и E3 Series. Произведен анализ работы данных программ и предложены варианты их использования.

This work is devoted to the analysis of the possibility of using modern software to modernize production. NX and E3 Series programs are available as suggested options. The analysis of the work of these programs is made and options for their use are proposed.

Ключевые слова: производство, модернизация, NX, E3 Series, провода, жгуты.

Keywords: production, modernization, NX, E3 Series, wires, harnesses.

В настоящее время перед промышленными предприятиями и крупными организациями в нашей стране поставлена задача по автоматизации производства, и внедрении современных технологий. Правительство Российской Федерации настаивает на скорейшем переходе на «Экономику 4.0», а для этого необходимы решительные шаги.

Процесс автоматизации производства основан на внедрении программ, которые помогают человеку совместно улучшать темпы производства и качества продукции в разных сферах. В сфере энергетики и электротехники всегда одним из основополагающих и острых вопросов остаётся процесс прокладки проводов и жгутов, так как от этого напрямую зависит скорость и качество передаваемой энергии от источников к потребителям. Сначала необходимо дать определения таких понятий как провод и жгут.

Провод — электротехническое изделие, служащее для соединения источника электрического тока с потребителем, компонентами электрической схемы.

Жгут проводов – законченное изделие, состоящее из скрепленных между собой в пучок отдельных проводов, концы которых армированы контактами,

которые собираются в колодки или надеваются на них защитные элементы (трубки, резиновые колпачки, чехлы).

В процессе маршрутизации прокладки электрических жгутов участвует комплекс программ. Основными являются E3 Series и NX. Рассмотрим программу E3 Series, так как весь процесс маршрутизации начинается с неё. E3.Series — программный комплекс, позволяющий решить полный цикл проектных задач в области проектирования систем электротехники, АСУТП, КИПиА — начиная от создания функциональных и принципиальных схем, заканчивая чертежами компоновки шкафов и панелей, а также выпуском готовой конструкторской документации.

NX — это интерактивная многофункциональная система, предназначенная для автоматизированного проектирования, изготовления и расчетов различных изделий. NX является системой трехмерного моделирования, в которой инженер может создавать изделия любой степени сложности. (рис. 1)

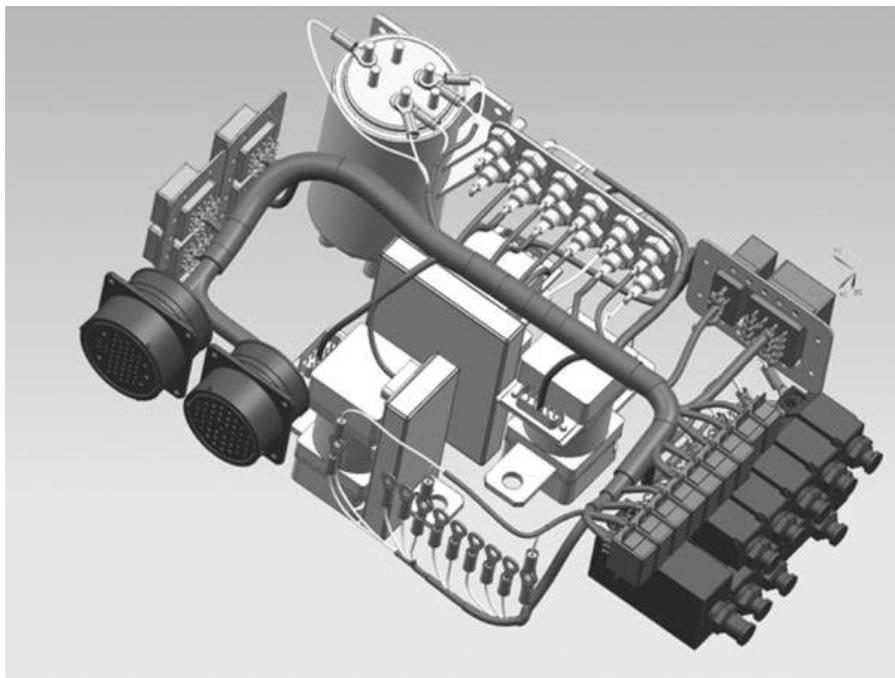


Рис. 1. Пример использования программы NX для прокладки проводов и жгутов

Для начала взглянем обобщенную схему всего процесса проектирования электрической сети от начала до конца. Как видно из блок-схемы (рис. 2) весь процесс проектирования можно условно разделить на 3 этапа. 1 этап — анализ технического задания и создание ограничительных перечней. 2 этап

(основной) – сам процесс разработки и проектирования. На этом этапе и происходит маршрутизация прокладки проводов и жгутов. 3 этап – выпуск готовой документации [1].

Рассмотрим подробнее сам процесс маршрутизации. В первую очередь разрабатываются полный спектр принципиальных электрических схем и схем соединений с автоматическим формированием таблиц соединений, перечнем элементов и спецификаций в программе E3 Series.

После разработки электрических схем файлы с данными по электрическим связям через XML-файл, генерируемый через специальный модуль E3 Series – 3dRoutingBridge, передаются в модуль электрической разводки NX, где и происходит 3D моделирование и разводка жгутов. В результате автоматически производится расчёт длин проводов.

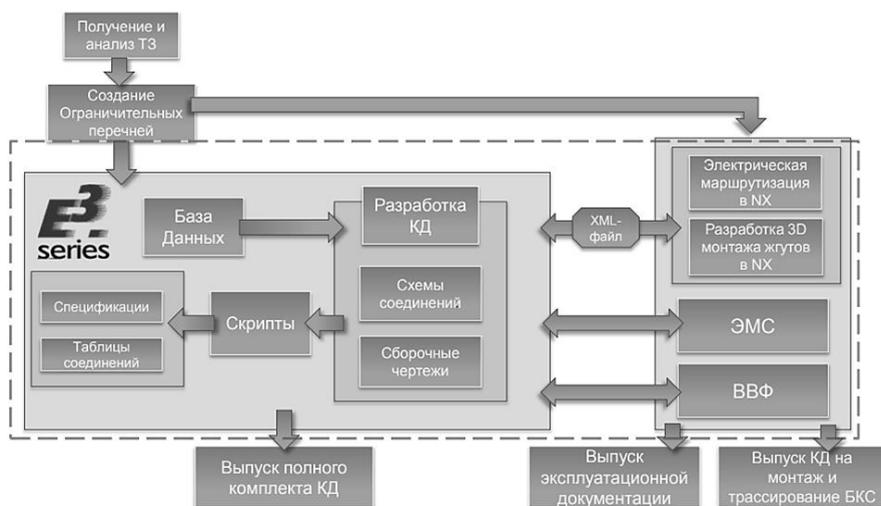


Рис. 2. Процесс проектирования электрической сети

Серьезным преимуществом электронного макета изделия с спроектированными жгутами в том, что это позволяет конструктивно оценить изделие в целом на наличие необходимого пространства как для самого жгута, так и для его крепежных элементов, пересечение с другими жгутами и т.п.

Маршрутизация в NX осуществляется с помощью «блока разработки электрических систем». Построенная, в процессе маршрутизации, модель состоит из следующих элементов:

- Контрольные точки трубопровода–используются для контроля траектории и для вставки стандартных деталей;
- Сегменты пути – путь соединяющий две контрольные точки;

- Порт –нужен для присоединения трассы, позиционирования и ориентации элементов трубопровода друг относительно друга при их соединении деталей [2].

Результаты электрической маршрутизации импортируются в E3, что позволяет в автоматическом режиме сгенерировать спецификации и ведомости покупных изделий. Так же, либо в NX, либо в E3 Series осуществляется последующее оформление сборочных чертежей жгутов. В итоге можно получить полный комплект конструкторской документации на изделие (рис. 3).

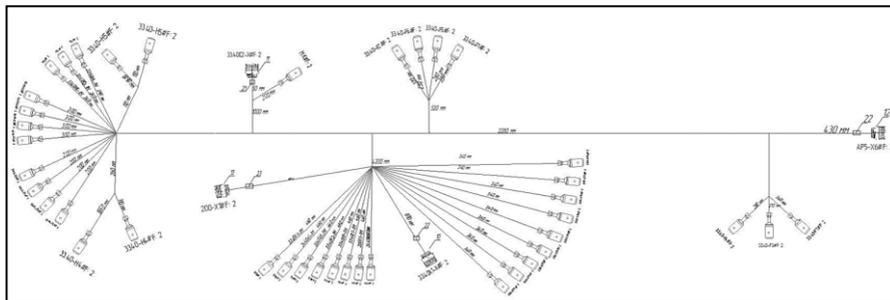


Рис. 3. Чертеж маршрутизации жгутов и проводов

Преимущества использования программ NX и E3 Series:

- Сокращение сроков выполнения работы в среднем на 50%;
- Возможность подключения к работе в любой момент;
- Требуемые показатели надежности и уровня качества уже на этапе проектирования;
- Контроль массы и стоимости разрабатываемой системы на любом этапе производства;
- Выпуск готового комплекта конструкторской документации для передачи на производство.

Таким образом, стоит отметить неоспоримое преимущество использования программ для автоматизированного проектирования, в частности NX и E3 Series. Тем более, что на авиационных предприятиях нашей страны в последние годы активно внедряется и уже успешно используется программа NX в комплекте с единой системой базы данных Teamcenter.

Список литературы

1. *Ведмидь, П.А.* Программирование обработки в NX CAM / П.А. Ведмидь, А.В. Сулинов. – М.: ДМК Пресс, 2014. – 304 с.
2. *Артамонов, И.А.* NX Advanced Simulation: практическое пособие / И.А. Артамонов, П.С. Гончаров, С.В. Денисихин, Д.Е. Сотник, Т.Ф. Халитов. – М.: ДМК Пресс, 2014. – 114 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

И.И. Медведев

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

I.I. Medvedev (Bryansk, Bryansk state technical University)

ЕЩЁ ОДНА НОВАЯ ОШИБКА В MULTISIM 14

ANOTHER NEW BUG IN MULTISIM 14

В данной работе описывается ещё одна новая ошибка, обнаруженная в работе интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 14, при компьютерном моделировании схем электронных устройств в учебном процессе.

This paper describes another new error found in the interactive radio emulator Multisim 14, in the computer simulation of circuits of electronic devices in the educational process.

Ключевые слова: интерактивный эмулятор радиосхем Multisim, компьютерное моделирование схем электронных устройств, инвертирующий усилитель, неинвертирующий усилитель.

Keywords: interactive Multisim radio emulator, computer simulation of electronic devices circuits, inverting amplifier, non-inverting amplifier.

В настоящее время в учебном процессе всё чаще вместо реальных технических устройств и систем применяются различные программные продукты, позволяющие моделировать работу этих устройств и систем на персональных компьютерах. Для осуществления подобного моделирования процессов в принципиальных электрических схемах электронных устройств чаще всего используются такие программные продукты, как Multisim, MicroCap, OrCAD.

В учебном процессе нашего университета с прошлого года применяется лицензионный программный продукт Multisim 14.1. Автор этих строк применяет этот программный продукт для изучения студентами ряда учебных дисциплин, например, «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Устройства приёма и преобразования сигналов», «Устройства формирования и генерирования сигналов». За это время был обнаружен ряд ошибок в работе интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 14.1. Причём в версии Multisim 14.1 появились ошибки, которых в более ранних версиях программы не было [1].

Мы привыкли к тому, что в новых версиях программных продуктов, обычно, исправляются ошибки, имеющиеся и обнаруженные в более ранних версиях. Но, в случае с Multisim 14, такого прогресса не прослеживается. В последней версии Multisim 14.2, появившейся этим летом, обнаруженные ранее ошибки в Multisim 14.1, о которых автор настоящей работы сообщал разработчику, остались.

В текущей работе мы укажем ещё на одну новую ошибку, обнаруженную случайно в Multisim 14, при моделировании работы принципиальной электрической схемы усилителя на операционном усилителе. Дело в том, что если в «классической» схеме инвертирующего усилителя на операционном усилителе, поменять входы операционного усилителя местами (рисунок 1), то результат моделирования работы этой схемы остаётся таким же, как и при моделировании инвертирующего усилителя.

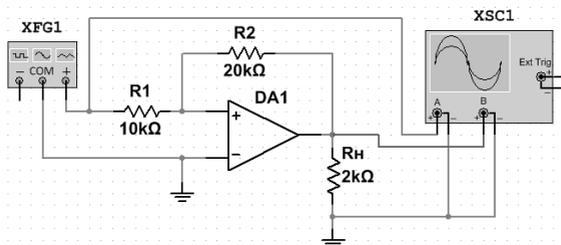


Рис. 1. Схема с неправильным подключением входов операционного усилителя, при моделировании работы которой Multisim 14 выдаёт результат, как для схемы инвертирующего усилителя

Результат моделирования работы схемы по рисунку 1 представлен на рис. 2.

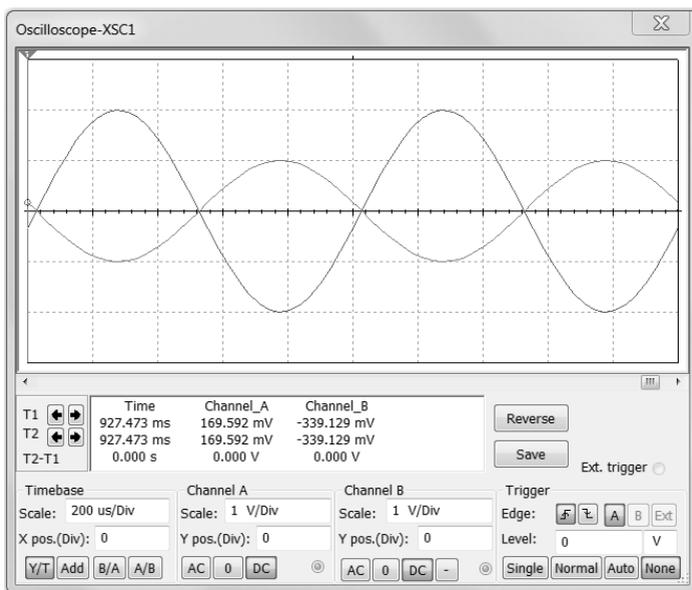


Рис. 2. Результат моделирования работы схемы по рис. 1

Как видно из рис. 2, выходной сигнал в два раза превышает входной сигнал, а фаза выходного сигнала находится в противофазе с входным. Но, ведь это схема не является инвертирующим усилителем! И работать она должна по другому – после завершения переходного процесса напряжение на выходе схемы должно принять значение, равное напряжению источника питания. Отметим, что Multisim 11 и Multisim 12 моделируют работу схемы на рис. 1 правильно.

Указанную ошибку моделирования является весьма серьёзной и наносит ощутимый ущерб достоинствам интерактивного эмулятора радиосхем Multisim 14, поскольку она появляется и в других схемах, где можно перепутать местами входы операционного усилителя, например, в инвертирующем сумматоре, инвертирующем дифференциаторе, инвертирующем интеграторе.

Таким образом, обнаруженные ошибки в Multisim 14, подтверждают выводы, сделанные автором в работах [2, 3, 4] о том, что надо всегда сравнивать полученные результаты моделирования с теоретическими сведениями по исследуемым устройствам. И задача преподавателя – указывать на такие ошибки и разъяснять эти ошибки обучающимся.

Список литературы

1. *Медведев, И.И.* Компьютерное моделирование схем электронных устройств в учебном процессе // 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.2. – С. 143 – 146.

2. *Медведев, И.И.* О целесообразности применения новых информационных технологий в учебном процессе / Математические методы и информационно-технические средства: труды VIII всерос. науч.-практ. конф. (Краснодар, 22-23 июня 2012 г.). – Краснодар: Краснодарский университет МВД России, 2012. – С. 130 – 131.

3. *Медведев, И.И.* О «подводных камнях» при применении программ схемотехнического моделирования в учебном процессе // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии: сб. материалов междунар. науч.-практ. конф. (Воронеж, 10 июня 2015 г.). – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2015. – Ч. 3. – С. 103 – 106.

4. *Медведев, И.И.* Применение компьютерных технологий при подготовке специалистов по радиотехническим специальностям // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии: сб. материалов междунар. науч.-практ. конф. (Воронеж, 16 июня 2016 г.). – Ч. 1-2. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2016. – С. 321 – 323.

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

И.И. Манахов, Б.К. Богомолов

(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)

I.I. Manahov, B.K. Bogomolov (Novosibirsk, NSTU)

ОТЛИЧИЕ СОСТОЯНИЙ ТРИТТЕРА В РАЗНЫХ САПР БИС И ПЛИС

DIFFERENCE OF TRITTER STATES IN DIFFERENT CAD MPGA AND FPGA

Моделируется работа троичного триггера Данилова (триттера) в САПР БИС “Ковчег 2.2”, “Ковчег 3.02”, “Ковчег 3.04”, MicroCap 8 (МС8), САПР ПЛИС “Max+plus II”. Сравниваются результаты работы триггера в САПР БИС и ПЛИС. Обнаружены отличия в таблице истинности (ТИ) триггера по ряду выходных сигналов в зависимости от используемой САПР.

The operation of Danilov's ternary trigger (tritter) is simulated in the CAD MPGA “Kovcheg 2.2”, “Kovcheg 3.02”, “Kovcheg 3.04”, MicroCap 8, CAD FPGA “Max+plus II”. The results of the trigger in EDA MPGA and FPGA are compared. Differences were found in the trigger truth table for a number of output signals depending on the CAD used.

Ключевые слова: троичная логика, троичный триггер, БИС, ПЛИС.

Keywords: ternary logic, ternary trigger, MPGA, FPGA.

Одним из возможных вариантов развития электроники является электроника на многозначной логике. Среди многозначной логики выделяется особенно троичная. Из элементов двоичной логики можно создать устройства троичной логики. Например, троичный триггер Данилова [1].

В статьях [2,3] проведено исследование ТИ триггера Данилова в САПР БИС “Ковчег 3.02”. Также проведено исследование ТИ триггера Данилова в САПР ПЛИС Max+plus II и САПР БИС “Ковчег 2.2”. Вначале был смоделирован элемент, воспроизводящий функцию Вебба (рис.1, 2). Результаты моделирования элемента, реализующего функцию Вебба, совпадают с результатами, полученными с помощью САПР БИС “Ковчег 3.02”. Схема троичного триггера Данилова приведена на (рис. 3, 4). ТИ триггера Данилова в САПР ПЛИС Max+plus II полностью совпадает с ТИ триггера Данилова в САПР БИС Xilinx (по 27 комбинациям сигналов). Полученная нами ТИ в Max+plus II является полной и содержит весь набор возможных комбинаций (297 комбинаций). Поэтому эта ТИ является опорной для сравнения с ТИ полученными в САПР БИС Ковчег 2.2, 3.02 и 3.04 и МС8.

Различия между ТИ, полученными в САПР ПЛИС Max+plus II и САПР БИС Ковчег 2.2, 3.02 и 3.04, МС8 представлены в табл.1. Вид неустойчивого состояния представлен на рис.5. При подаче на вход 111 на выходе триггера генерируется циклическое повторение сигналов 022₃ и 200₃.

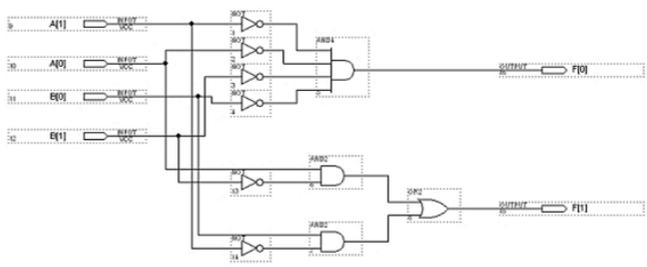


Рис.1. Троичный элемент, реализующий функцию Вебба в САИР Max+plus II

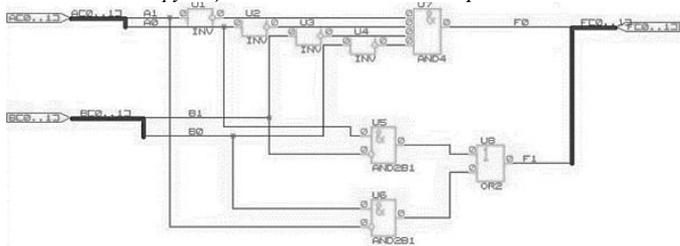


Рис.2. Троичный элемент, реализующий функцию Вебба в САИР "Ковчег 2.2"

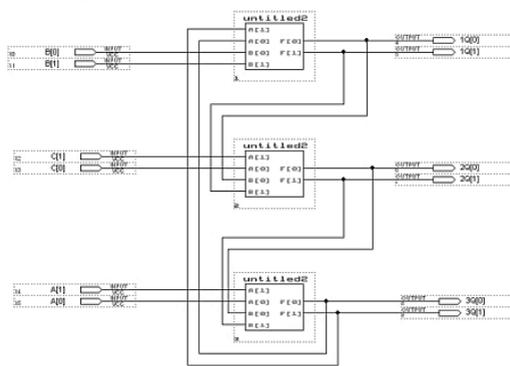


Рис.3. Троичный триггер Данилова в САИР Max+plus II

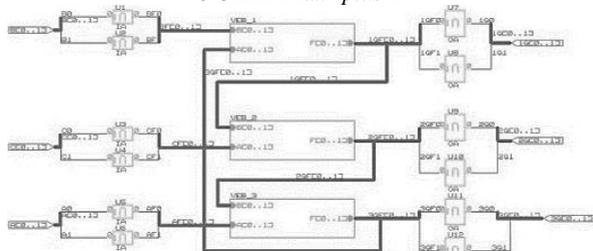


Рис.4. Троичный триггер Данилова в САИР "Ковчег 2.2"

Таблица 1. Различия в полной ТИ триттера по 297 комбинациям

№ п/п	Входы	Выходы					
		Исходные состояния	Maxplus II	Ковчег 2.2	Ковчег 3.02	Ковчег 3.04	МС 8
		Время t	Время t+1				
ВСА	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	1Q2Q3Q	
1	000 ₃	000 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
2	001 ₃	000 ₃	012 ₃	XXX	XXX	XXX	012 ₃
3	000 ₃	001 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
4	001 ₃	001 ₃	012 ₃	XXX	XXX	012 ₃	012₃
5	010 ₃	000 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	120 ₃
6	010 ₃	001 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	120 ₃
7	100 ₃	000 ₃	201 ₃	XXX	XXX	XXX	201 ₃
8	100 ₃	001 ₃	201 ₃	XXX	XXX	XXX	201 ₃
9	111 ₃	000 ₃	HC	XXX	HC	HC	ЗП
10	111 ₃	001 ₃	HC	XXX	HC	HC	ЗП
11	111 ₃	010 ₃	HC	XXX	HC	HC	ЗП
12	111 ₃	100 ₃	HC	XXX	HC	HC	ЗП
13	111 ₃	XXX	HC	XXX	XXX	XXX	ЗП
14	000 ₃	002 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
15	000 ₃	010 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
16	001 ₃	010 ₃	012 ₃	XXX	XXX	XXX	012 ₃
17	010 ₃	002 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	120 ₃
18	010 ₃	010 ₃	120 ₃	XXX	XXX	120 ₃	120 ₃
19	010 ₃	012 ₃	120 ₃	XXX	XXX	120 ₃	120 ₃
20	100 ₃	002 ₃	201 ₃	XXX	XXX	XXX	201 ₃
21	100 ₃	010 ₃	201 ₃	XXX	XXX	XXX	201 ₃
22	000 ₃	020 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
23	000 ₃	100 ₃	HC	XXX	XXX	HC	ЗП
24	001 ₃	020 ₃	012 ₃	XXX	XXX	XXX	012 ₃
25	001 ₃	100 ₃	012 ₃	XXX	XXX	XXX	012 ₃
26	010 ₃	100 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	120 ₃
27	100 ₃	020 ₃	201 ₃	XXX	XXX	XXX	201 ₃
28	100 ₃	100 ₃	201 ₃	XXX	XXX	201 ₃	201 ₃
29	100 ₃	120 ₃	201 ₃	XXX	XXX	201 ₃	201 ₃
30	000 ₃	200 ₃	120 ₃	XXX	XXX	HC	ЗП
31	001 ₃	200 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	012 ₃
32	001 ₃	201 ₃	012 ₃	XXX	XXX	012 ₃	012 ₃
33	010 ₃	200 ₃	120 ₃	XXX	XXX	XXX	120 ₃
34	000 ₃	XXX	XXX	XXX	XXX	XXX	ЗП
35	000 ₃	012 ₃	012 ₃	012 ₃	012 ₃	012 ₃	ЗП
36	000 ₃	120 ₃	120 ₃	120 ₃	120 ₃	120 ₃	ЗП
37	000 ₃	201 ₃	201 ₃	201 ₃	201 ₃	201 ₃	ЗП
38	111 ₃	002 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП
39	111 ₃	012 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП
40	111 ₃	020 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП
41	111 ₃	120 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП
42	111 ₃	200 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП
43	111 ₃	201 ₃	HC	HC	HC	HC	ЗП

Примечание: сокращение – HC (неустойчивое состояние), ЗП (зависание программы)

В табл. 1 насчитывается 50 таких циклически повторяющихся сигналов в САПР ПЛИС Max+plus II, САПР БИС Ковчег 2.2, 3.02 и 3.04. В САПР МС8 этим циклически повторяющимся сигналам соответствует зависание программы.

В МС8 исследована схема, реализующая функцию Вебба и троичного триггера (рис.6, 7). При входных сигналах 000₃, 111₃ происходило зависание программы. Обнаружена 1 особая комбинация (при входном сигнале 001₃ и предыдущем состоянии триггера 200₃). Триггер при ней переходит в разные определенные и устойчивые состояния в САПР Max+plus II и МС8 соответственно в 120₃ и 012₃. Особенность в том, что во всех остальных различиях для всех САПР обязательно присутствует либо неопределенный, либо неустойчивый сигнал.



Рис. 5. Неустойчивое состояние

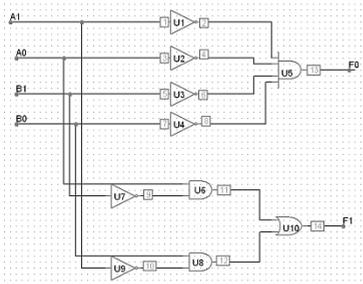


Рис.6. Троичный элемент, реализующий функцию Вебба в САПР Microcap 8

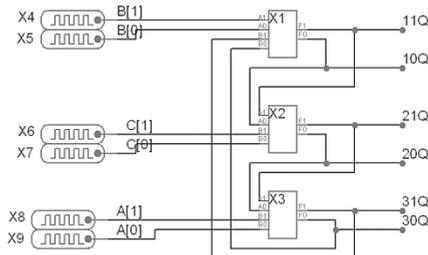


Рис.7. Троичный триггер Данилова в САПР Microcap 8

В САПР Max+plus II и “Ковчег 3.04” отсутствуют отличия с сокращенной ТИ. В табл. 2 представлены обнаруженные расхождения между САПР.

По представленной работе можно сделать следующие выводы:

1) Результаты моделирования ТИ элемента, выполняющего функцию Вебба, одинаковы во всех используемых САПР БИС и ПЛИС (“Ковчег 2.2”, “Ковчег 3.02”, “Ковчег 3.04”, Max+plus II и МС 8).

2) Установлено, что ТИ триггера по 27 комбинациям, полученная в САПР ПЛИС Max+plus II, полностью совпадает с САПР БИС Xilinx [1].

3) Получена полная ТИ троичного триггера, которая состоит из 297 комбинаций входных сигналов и предыдущих состояний троичного триггера, в ходе исследования и моделирования в САПР “Ковчег 2.2”, “Ковчег 3.02”, “Ковчег 3.04” (на БМК 5503XM1), Max+plus II, MC 8.

Таблица 2. Отличия в САПР по 297 комбинациям в полной ТИ

Сравниваемые САПР		Кол-во отличительных комбинаций	Кол-во совпадающих комбинаций
“Ковчег 2.2”	Max+plus II	33	264
	MC 8	43	254
“Ковчег 3.02”	Max+plus II	29	268
	MC 8	43	254
	“Ковчег 2.2”	4	293
	“Ковчег 3.04”	13	285
“Ковчег 3.04”	Max+plus II	17	280
	MC 8	37	260
	“Ковчег 2.2”	17	280
Max+plus II	MC 8	23	274

Данные различия не препятствуют реализации троичного триггера на отечественной элементной базе на БМК 5503, но при этом имеются ограничения для использования комбинаций входных сигналов и предыдущего состояния триггера. Перед установкой сигнала в устойчивое состояние во всех комбинациях наблюдаются переходные процессы, которые в исследовании не учитываются, т.к. имеют малую длительность в сравнении с устойчивым состоянием. Подходящими состояниями для использования в триггере являются 012_3 , 120_3 и 201_3 , т.к. в данном случае достаточно знать только состояние одного выхода, чтобы определить состояние остальных выходов триггера для повышения помехоустойчивости. Полученные результаты необходимы для разработки троичных цифровых устройств с памятью, а также для разработки троичных систем моделирования.

Список литературы

1. Данилов, В.В. Троичная запоминающая ячейка и троичные триггеры / В.В. Данилов, Б.Н. Ковригин, Е.В.Чепин // Радиозлектроника, радиофизика: труды МФТИ. – М., 2010. – Т. 2. – №3. – С. 108 – 116.
2. Богомолов, Б.К. Исследование троичного триггера на двухуровневых логических элементах в САПР «КОВЧЕГ 3.02» / Б.К. Богомолов, И.И. Манахов // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч.тр. II межд. науч.-практ. конф. (Брянск, 24-25 октября 2018 г.). – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – С. 62-66.
3. Богомолов, Б.К. Исследование троичного триггера в САПР “Ковчег 3.02” / Б.К. Богомолов, И.И. Манахов // Современные проблемы телекоммуникаций: Рос. науч. техн. конф. (Новосибирск, 25-26 апреля 2019 г.). – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2019. – С. 561-571.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e02820fd2c9.65853622
УДК 536.717-52

В.А. Павлюков, А.В. Коваленко, М.Р. Герасименко, Е.А. Яковлева
(г. Донецк, Донецкий национальный технический университет)
V.A. Pavlyukov, A.V. Kovalenko, M.R. Gerasimenko, E.A. Yakovleva
(Donetsk, Donetsk National Technical University)

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ПРОЦЕССА РАСШИРЕНИЯ ПАРА В ТУРБИНЕ В HS-ДИАГРАММЕ В СРЕДЕ ПАКЕТА AUTOCAD

**AUTOMATION OF CONSTRUCTION OF THE STEAM EXPANSION PROCESS
IN TURBINE IN THE HS-DIAGRAM IN THE ENVIRONMENT
OF THE AUTOCAD PACKAGE**

Разработана программа в среде пакета AutoCAD, осуществляющая автоматизацию построения процесса расширения пара в турбине в HS-диаграмме, а также обработку точек реальных процессов в отсеках турбины.

The program was made in AutoCAD environment package. It makes steam expansion process in the turbine in hs-diagram automatic and working with points of true process in turbine compartments.

Ключевые слова: hs-диаграмма водяного пара, редактор AutoCAD, процесс расширения пара в турбине, отсек турбины, программа построения и обработки.

Keywords: hs-diagram for steam, AutoCAD Editor, steam expansion process in a turbine, turbine compartment, building and processing program.

При проектировании, конструировании и эксплуатации паровых турбин на электростанциях выполняется моделирование процесса расширения пара в турбине на hs-диаграмме. На сегодняшний день существуют различные примеры автоматизации процесса расширения пара, в том числе и представленные в [1]. Последние обладают высокой точностью, но их главным недостатком является тот факт, что методика расчета скрыта от пользователя внутри самой программы, а также отсутствует визуализация на hs-диаграмме построения треугольников расширения пара: на ней отображаются лишь полученные в процессе расчета конечные точки процесса расширения пара по отсекам турбины. Кроме того, в [1] расчет автоматизирован только для двух конденсационных турбин мощностью 200 и 300 МВт.

Методика автоматизации процесса расширения пара в турбине в среде пакета AutoCAD разработана на кафедре «Электрические станции» в ДонНТУ. Код программы расчета был написан с использованием [2] на внутреннем алгоритмическом языке AutoLisp и VLisp. В качестве исходной была использована построенная в пакете AutoCAD hs-диаграмма,

датированная 2006 годом. Ее авторство, к сожалению, нам установить не удалось.

При подготовке электронного варианта h - s -диаграммы к автоматизации было выполнено ее редактирование. Все изобары и изотермы, имеющие разрывы, с помощью прикладной Lisp-функции $2pln \rightarrow 1pln$ были заменены непрерывными полилиниями. Для идентификации изобары и изотермы были помечены с помощью специально созданных графических блоков *isobara* и *isoterma* с атрибутами P и T соответственно, определяющими величины давлений и температур.

Алгоритм построения процесса расширения пара в отдельном отсеке цилиндра паротурбинной установки на h - s -диаграмме заключается в следующем: сначала проводится построение адиабатного процесса, представляющего собой вертикальный отрезок между начальной точкой процесса и изобарой его окончания. На полученном отрезке от начальной точки откладывается длина отрезка, уменьшенная на значение внутреннего относительного КПД отсека турбины. Из полученной точки проводится горизонталь до пересечения с изобарой в конце отсека. Точка пересечения этой изобары с горизонталью является искомой точкой реального процесса расширения пара в отсеке. В нее программно устанавливается графический блок с именем *point*. Хранение введенных данных процесса расширения пара в отсеке осуществляется с помощью атрибутов указанного блока. Кроме того, данный блок пользователь должен самостоятельно установить в начальные точки расширения пара перед цилиндрами высокого (ЦВД) и среднего давления (ЦСД).

Построение процесса работы пара в отдельном отсеке турбины осуществляет прикладная функция с именем *Is*, которая вызывается на выполнение из командной строки редактора. Построение начинается с указания пользователем на диаграмме начальной точки процесса. После этого он последовательно должен ввести: давление пара в конце отсека в атмосферах, внутренний относительный КПД отсека турбины в о.е. и обозначение процесса на диаграмме (либо номер отбора пара, либо К или КТПН, обозначающие конденсаторы основной турбины и турбины привода питательного насоса соответственно). Для построения всего процесса расширения пара в турбине указанную функцию пользователь должен выбрать многократно.

По окончании построения процесса расширения пара в турбине с помощью прикладной Lisp-функции с именем *Is_doc* производится обработка полученных точек реального процесса с целью более точного определения их энтальпий и температур. Для этого горизонтальные линии сетки со значениями энтальпий были предварительно обработаны и помещены в списки. Результаты обработки точек процесса расширения пара сортируются и заносятся в итоговую таблицу.

Описываемая программа в течение многих лет успешно используется студентами ДонНТУ при выполнении курсовой работы по дисциплине

«Тепловая часть электрических станций» при расчете тепловых схем энергоблоков мощностью 100 – 800 МВт. Преимущества разработанного программного обеспечения заключаются в автоматизации достаточно сложного процесса ручного построения треугольников расширения пара на h_s -диаграмме, наглядности и точности машинных построений.

В качестве примера в статье произведены расчеты параметров пара для турбины К-300-240 ЛМЗ, технические характеристики которой были взяты из [3-4]. Пример построения треугольников расширения пара в отсеках этой турбины для ее ЦВД изображен на рисунке 1, а для ЦСД – на рисунке 2. На рис. 3 приведена машинная таблица обработки точек реального процесса расширения пара в указанной турбине.

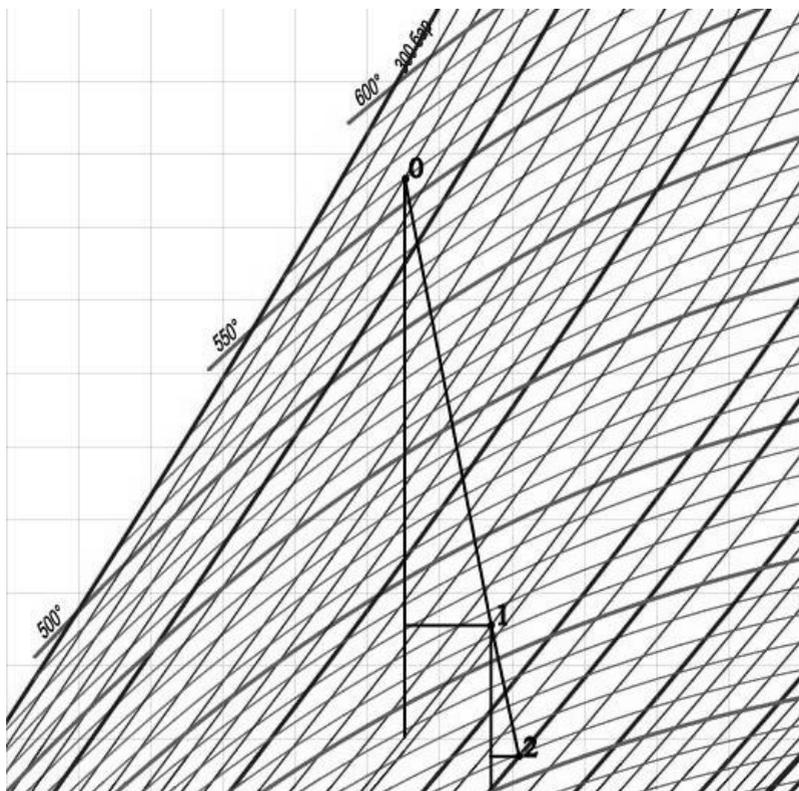


Рис. 1. Пример построения на h_s -диаграмме процесса расширения пара в ЦВД

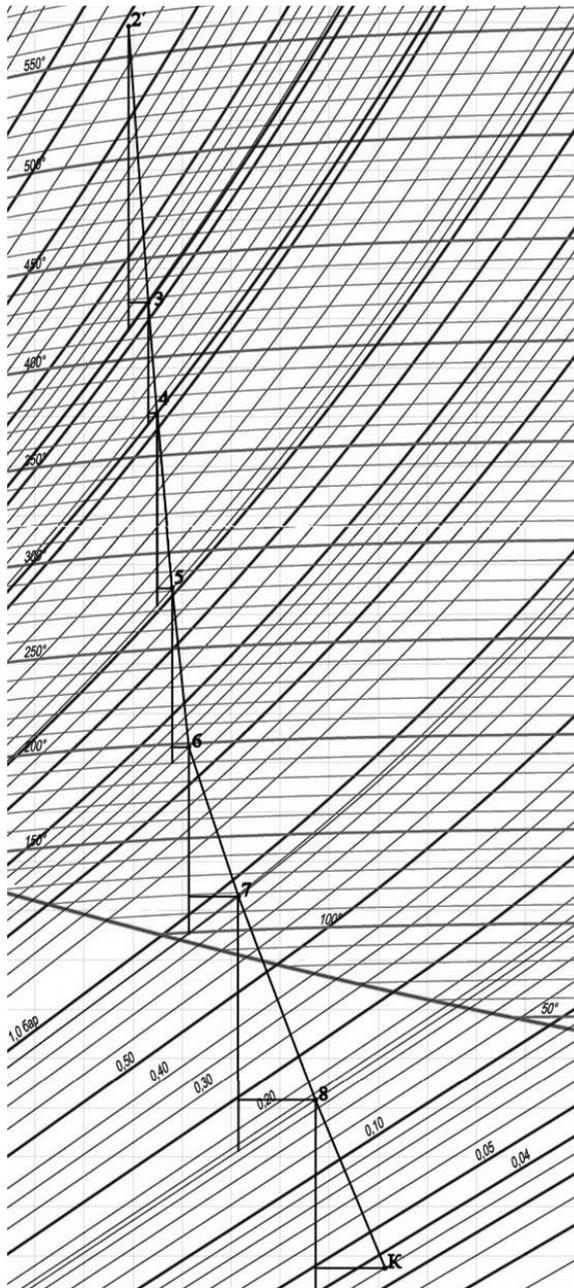


Рис. 2. Пример построения на h - s -диаграмме процесса расширения пара в ЦСД и ЦНД

Параметры процесса расширения пара в турбине				
Обозначение точки процесса	Давление, бар	КПД отсека, о.е.	Энтальпия, кДж/кг	Температура, град
0	240		3383.8	560.0
1	62.4	0.800	3077.9	364.2
2	40.0	0.800	2987.9	309.2
2'	38.0		3595.6	564.7
3	15.9	0.910	3315.8	427.7
4	10.6	0.910	3203.3	371.6
5	5.15	0.910	3026.4	281.3
6	2.4	0.910	2865.5	198.0
7	0.895	0.800	2714.2	117.9
8	0.172	0.800	2507.8	
К	0.035	0.800	2337.5	

Рис. 3. Пример машинной таблицы с результатами обработки процесса расширения пара в турбине

Список литературы

1. *Очков, А.В.* Интерактивный сетевой расчет и графическая иллюстрация основных термодинамических циклов (ThermodynamicCycleson WEB) [Электронный ресурс] Дистанционное обучение в МЭИ (ТУ), 2009. – URL: <http://twt.mpei.ac.ru/ТТНВ/2/ThermCycleMCS.html>.

2. *Полецук, Н.Н.* Программирование для AutoCAD 2013–2015 / Н.Н. Полецук. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 462 с.

3. *Костюк, А.Г.* Турбины тепловых и атомных электрических станций: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / А.Г. Костюк, В.В. Фролов, А.Е. Булкин, А.Д. Трухний; Под ред. А.Г. Костюка, В.В. Фролова. – М.: Издательство МЭИ, 2001. – 488 с.

4. Паротурбинные установки: каталог / [ред. Бутина В.Н., Боровкова Р.П.]. – Москва: НИИИНФОРМТЯЖМАШ, 1975.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

Д.М. Охунов, М.Х. Охунов, М.У. Акбарова
(Узбекистан, г. Фергана, Ферганский филиал Ташкентского университета
информационных технологий)
D.M.Okhunov, M.H. Okhunov, M.U. Akbarova (Uzbekistan, Fergana, Fergana branch of
the Tashkent university of information technologies)

ОБЩАЯ МЕТОДОЛОГИЯ ОЦЕНКИ И ВЫБОРА КОМПОНЕНТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

THE GENERAL METHODOLOGY OF THE ESTIMATION AND CHOICE OF
COMPONENTS OF THE AUTOMATED SYSTEMS

Рассмотрен обобщенный подход к реализации задач выбора проектных решений, причем задача выбора рассматривается как процесс принятия решений. В качестве методов оценки используются экспертные оценки.

The generalised approach to realisation of problems of a choice of design decisions is considered, and the choice problem is considered as decision-making process. As estimation methods expert estimations are used.

Ключевые слова: автоматизированная система, программные и технические средства, методы прямых расчетов, статистических оценок, экспертных оценок, экспериментальной проверки и моделирования.

Keywords: the automated system, program and means, methods of direct calculations, statistical estimations, expert estimations, experimental check and modelling.

Во время проектирования автоматизированных систем возникает большой спектр задач оценки и выбора составляющих автоматизированных систем: выбор функции (задачи), которые нужно автоматизировать, моделей, алгоритмов, программно-технических средств, которые необходимы для реализации этих функций; подбор и оценка системных проектных решений (операционной системы и системы программирования, СУБД, пакетов ПП и т.п.); автоматизированного рабочего места и т.д. [1]

Результатом решения задачи отбора является обеспечения сходства между нуждами объекта который нужно автоматизировать и возможностями создаваемых для объекта автоматизированной системы. Нужды объекта можно выразить через набор элементов автоматизированной системы и состоит в следующем [2]:

- сходство параметров автоматизированной системы характеристикам объекта который нужно автоматизировать;
- сходство набора функций которые нужно автоматизировать потребностям потенциальных пользователей автоматизированной системы;
- сходство используемых ЭММ и методов решения задачи функциям которые необходимо автоматизировать. Это сходство позволяет быстрое

получение нужной информации, существенно уменьшая время машины для ее обработки;

- соотношение используемых программно-технических средств методам и алгоритму решения задачи;

- соотношение используемых ТС и подсистем нуждам ИО и ПО автоматизированных систем.

Соотношение между характеристиками автоматизированной системы и характеристиками автоматизированной системы, которая проектируется, получается соответствующим подбором функции (задач) управления объектом, и ресурсов, которые необходимы для реализацию этих функций. Критериями нашего подбора будет наиболее оптимальное соответствие между экономией, доходом и себестоимостью автоматизированной системы, которые исключают ненужные издержки на разработку автоматизированной системы и существенных потерь от управленческой деятельности. Основой нашей задачи подбора состоит в том, чтобы из данного множества возможных версий найти такие решения, которые в большей степени схожи с конкретной автоматизированной системой.

Для обеспечения корректности оценки и подбора составляющих автоматизированной системы мы можем предложить следующий подход.

1. Построить организационную и функциональную модель и включающих в него отдельных локальных автоматизированных систем, в котором с инструкцией всех взаимных связей находят отражение все необходимые функции, которые исполняются нужным органом управления, которые реализуют цели объектов по всем необходимым режимам работы с внутренними и наружными связями.

2. Производится выделение и формализованная постановка задач и их комплексов, разрабатывается пространство признаков задач, производится их упорядочение. Необходимые параметры данных задач позволяют в будущем производить подбор моделей и методов решения задачи, ПО, комплекса ТС и т.д.

3. Для формирования экономико-математических моделей производится необходимая формализация функций менеджмента, т.е. разрабатываются модели и устанавливаются возможности их постановка в блоки. При разработке моделей для конкретных автоматизированных систем нужно учитывать результаты теоретических исследований в данных областях, а также внедрять опыт использования методов и моделей в других автоматизированных системах, предпочтительно тех, где решаются похожие задачи. Необходимыми характеристиками которые нужно учитывать при анализе моделей являются: функциональное предназначение, экономико-математические особенности, степень исследованности и т.д.

Главной целью анализа экономико-математических методов и моделей каждой автоматизированной системы должно быть разработка банков моделей, необходимых для упрощения задач поиска и подбор нужных моделей.

4. Подбор совокупности процедур решения задачи и программ, осуществляющий заданный алгоритм решения, ТС автоматизированной системы.

Общий подход к реализации задач подбора компонентов автоматизированной системы формируется так:

Пусть есть множество альтернативных решений $\{P_i\}$. Необходимо выбрать решение $\{P_k\}$, которое удовлетворяет сформулированным условиям и ограничениям. В результате такого подбора может быть не одно решение, а определенное множество $\{P_j\} \subset P$, так как может быть случай, когда в одной автоматизируемой системе применяются несколько одноименных компонент, которые имеют разные свойства.

Данный процедура принятия решения, заключительным этапом которого является выбор, может быть показан в таком виде (рис.1).

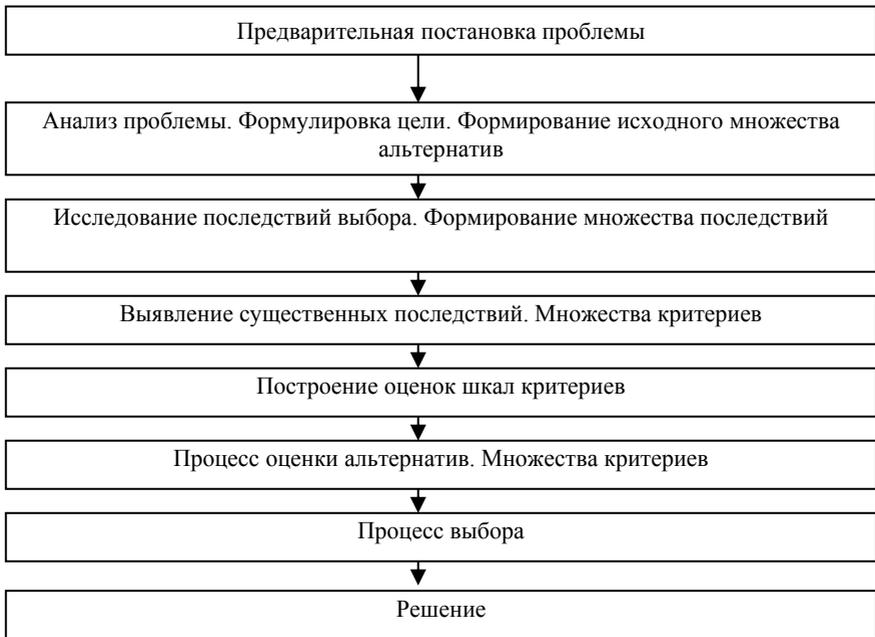


Рис.1. Схема процесса принятия решения

Как видно из рисунка данный процесс принятия решения начинается с постановки проблемы, установления функции цели, потом осуществляется анализ и представляются методы достижения цели, которые требуют некоторые заданным ограничения и по сути являющиеся как входное множество решений, выраженных тем или иным способом на основе данных о данном объекте.

При представлении множества критериев для того чтобы сравнить альтернативы выявить последствия этих решений. Создание перечня критериев представляет с собой использование нелегкой итеративной процедуры, положительный результат которого зависит от того, насколько абсолютной информацией об данном объекте и его взаимосвязях с средой имеют создатели автоматизированной системы.

Функция цели системы может быть по стоимости, по времени или по ресурсам: наименьшие затраты на проектирование; минимум трудовых затрат на проектирование, минимальные затраты времени на проектирование и внедрение автоматизированных систем; минимальные расходы на эксплуатацию, в т.ч. машинного времени; наименьшая загрузка ТС; малая реакция системы на поставленный вопрос; уменьшение капитальных затрат на разработку автоматизированной системы и т.д.

После установления функции цели определяются ограничения:

а) необходимые ограничения на ресурсы.

б) необходимые ограничения по времени, которые связаны с разработкой автоматизированной системы и сроками проведения проектировочных работ; общая продолжительность процессов разработки и проектирования автоматизированной системы; продолжительность единичных этапов разработки автоматизированной системы.

в) лимитирование машинного временем.

д) необходимые логические пределы.

Последующим этапом является оценка альтернатив в основе отобранных критериев и шкал оценок. В процессе построения оценочных шкал и оценивания по этим шкалам производится решение задачи выбора.

В данном случае оценки и выбор решений производится одним из следующих способов: методы прямых расчетов, методы статистических оценок, экспертные оценки, проверка экспериментом и моделирования.

Метод прямых расчетов состоит в непосредственном количественном определении результатов принимаемых решений и можно использовать там, где дается возможность прямого специального расчетного определения результатов принимаемых решений [3].

Методы статистических оценок, или экстраполяции, используют накопленные результаты принятия решения на схожих объектах[3].

Методы экспертных оценок основан на характеристиках принимаемых решений в баллах и заключается в использовании опыта и знаний разработчиков, специалистов автоматизированных систем и непосредственно пользователей. Данный метод дает приближенную оценку принимаемых решений[3].

Суть метода экспериментальной проверки состоит в том что создается определенная прикладная среда и с ее помощью получают нужные характеристики принимаемых решений[3].

В методах имитации и моделирования отбора решения пользуются математические выражения, определяющие взаимосвязь одного параметра от других[4].

Конечная оценка принимаемых решений на конкретном объекте производится с помощью использования всех данных методов оценки. В данном случае практическая комбинация методов рассмотренных выше устанавливается конкретным характером принимаемых решений.

Для того чтобы эффективно реализовать и выбрать варианты необходимо и достаточно создание специализированной (экспертной) системы, которая основана на человеко-машинных методах решения задач подбора, в таком случае решение получается с участием человека на соответствующих этапах итеративного процесса, реализуемого вычислительной машиной. Решение принимают группа специалистов-экспертов в диалоговом режиме «человек-машина».

Список литературы

1. Дрогобыцкий, И.Н. Проектирование автоматизированных информационных систем: организация и управление. – М.: Финансы и статистика, 1992. – 208 с.
2. Кабулов, В.К. Алгоритмизация в социально-экономических системах. – Ташкент: Фан, 1989. – 320 с.
3. Охунов, Д.М. Теоретико-методологические аспекты разработки маркетинговых автоматизированных информационных систем. – Ташкент: Фан, 2010. – 208 с.
4. Охунов, Д.М. Моделирование процессов выбора автоматизируемых объектов. – М.: Экономика и финансы, 2011. – №1.

Материал поступил в редколлегию 23.08.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e02821000ca08.48283804

УДК 004.92:004.5

О.В. Филипович, Д.О. Кошевая, Н.Ю. Кадыков, В.А. Камцев, А.Д. Гомонюк
(г. Севастополь, Севастопольский государственный университет)

O.V. Filipovich, D.O. Koshevaya, N.Yu. Kadykov, V.A. Kamtsev, A.D. Gomonyuk
(Sevastopol, Sevastopol State University)

ПРИМЕНЕНИЕ САПР ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ КОРПУСА ОБРУЧА НЕЙРОГАРНИТУРЫ

THE USE OF CAD IN THE DESIGN OF THE RING BODY OF NEURO-HEADSET

Представлены результаты создания модели регулируемого корпуса обруча нейрогарнитуры в САПР Autodesk Inventor.

The results of creating of model of the adjustable body of the neuro-headset in Autodesk Inventor CAD.

Ключевые слова: интерфейс мозг-компьютер, нейрогарнитура, модель, САПР.

Keywords: brain-computer interface, neuro-headset, model, CAD.

Промышленность XXI века нередко встречается с задачами, требующими поиска решений с использованием компьютерной техники со специализированным комплексом программ. Для решения наиболее сложных конструкторских задач с целью упрощения, удешевления, уменьшения трудоёмкости производства деталей, узлов и проектируемых конструкций используются системы автоматизированного проектирования, реализующие информационные технологии выполнения функций проектирования, представляющие собой организационно-технические системы, предназначенные для автоматизации этого процесса [1].

В настоящее время происходит бурное развитие нейротехнологий. Достигаются огромные успехи в теоретических исследованиях организации мыслительной деятельности, устройства мозга и применении полученных знаний на практике. Одной из ведущих отраслей нейротехнологий является проектирование нейроинтерфейсов или интерфейсов мозг-компьютер.

Нейроинтерфейс как техническая система включает в себя средства снятия электрических биопотенциалов активности головного мозга (датчики-электроды, каркас), блок усиления и обработки полученной информации и целевой объект управления. Качество работы интерфейса мозг-компьютер, независимо от его специфики, напрямую зависит от качества снимаемых информативных сигналов, которое определяется, в том числе, конструкцией электродов. Среди них различают инвазивные и неинвазивные. Ввиду своей травмоопасности и сложности инвазивные датчики не получили широкого распространения. Неинвазивные, в свою очередь, также имеют ряд недостатков: низкая помехоустойчивость, малая площадь контакта, частые случаи отхождения контактов и спутывания проводов [2]. Часть этих проблем возможно решить, разработав оптимальную конструкцию корпуса нейрогарнитуры, что позволило бы просто и доступно использовать все возможности интерфейса вне лабораторий. К 2035 году планируется развитие рынка нейротехнологий и появление компаний-лидеров в следующих сферах: образование, медицинская техника, развлечения и досуг, спорт, нейрокоммуникации, маркетинг и даже нейроассистенты [3].

Силами студентов и аспирантов кафедры «Приборные системы и автоматизация технологических процессов» Севастопольского государственного университета в настоящее время разрабатывается нейрокомпьютерный интерфейс, предназначенный для управления многофункциональным манипулятором. Манипулятор, о котором идет речь, имеет дидактическое назначение, в его основу положена SCARA-кинематика. Предполагается разработка неинвазивного нейроинтерфейса для управления движением поступательной парой, перемещающей модуль вдоль вертикальной оси [4].

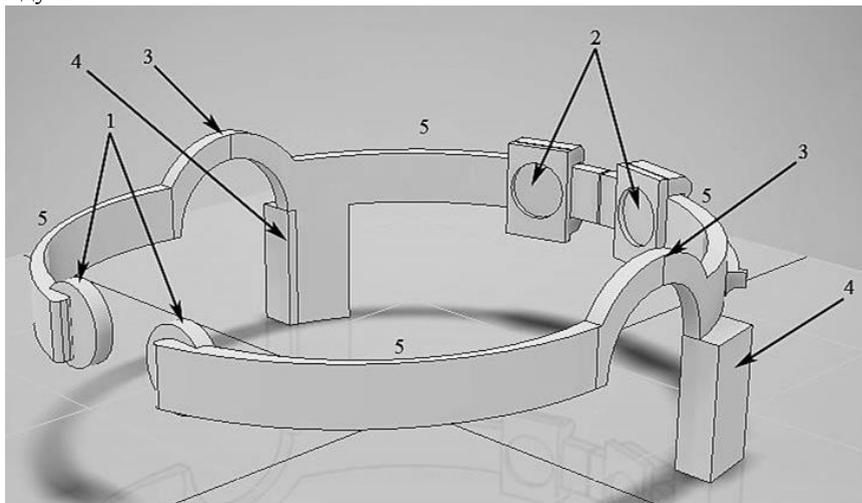
Одним из основных элементов разрабатываемого интерфейса является нейрогарнитура. Здесь рассматривается задача создания модели корпуса

обруча нейрогарнитуры с использованием САПР. К создаваемому элементу предъявляются следующие требования:

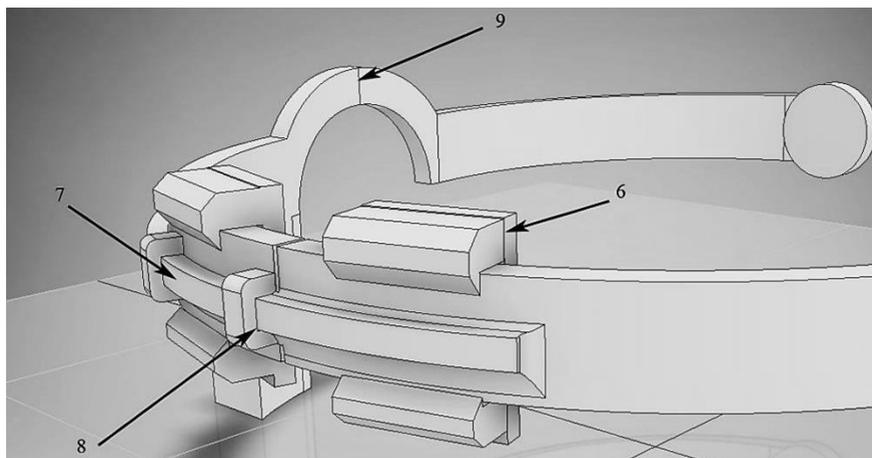
- 1) обеспечение надёжного контакта электродов;
- 2) плотное прилегание к поверхности головы пользователя;
- 3) наличие блока, содержащего bluetooth-модуль и аккумулятор, для исключения проводной передачи информации блоку обработки сигналов;
- 4) безопасность использования;
- 5) эргономичность.

Модель корпуса обруча показана на рис. 1. Для ее построения был выбран продукт компании Autodesk твердотельного 3D-моделирования Autodesk Inventor. Эта система обладает широкими возможностями для проектирования, моделирования, тестирования и изготовления различных узлов, изделий и сборочных конструкций. Модель представляет из себя результат сборки из более простых элементов, связанных между собой путём наложения связей и зависимостей.

Для обеспечения плотного прилегания обруча и электродов к поверхности головы была предусмотрена возможность регулирования его размеров с разделением обруча на две половины при наличии ушных выемок. Для последующей реализации универсального нейроинтерфейса каркас рассчитан на 9 электродов: 4 встроены в обруч (лобные и затылочные отделы), 4 дополнительных (височные и теменные отделы) и один референтный (ушной). Внутри корпуса существует полость отвода проводов электродов для питания от аккумулятора и передачи сигнала в bluetooth-модуль.



a)



б)

*Рис. 1. Модель корпуса обруча нейрогарнитуры:
а – общий вид; б – механизм регулятора размера*

На рис. 1 введены следующие обозначения: 1 – электроды лобной доли; 2 – электроды затылочной доли; 3,9 – ушные выемки; 4 – секции bluetooth-модуля и аккумулятора; 5 – обруч; 6 – крепления электродов затылочной доли; 7 – пластина для регулирования обруча; 8 – проушина для пластины.

В представленном на рис. 1,б механизме регуляции размера обруча свободный конец направляющего пластичного металлического выступа первой половины нанизывается на скобы второй половины, при этом сопрягаемые поверхности плотно притёрты друг к другу, что препятствует их спонтанному проскальзыванию.

В дальнейшем планируется произвести инженерный анализ разработанной конструкции, а также изготовить опытный макет с использованием аддитивных технологий.

Список литературы

1. *ГОСТ 23501.101-87. Системы автоматизированного проектирования. Основные положения.* – Введ. 1988-01-07- М., 1987. – 11 с.
2. *Бехтерева, Н.П. Лечебная электростимуляция мозга и нервов человека: моногр.* / Н. П. Бехтерева. – 1-е изд. – М.: АСТ, 2008. – 464 с.
3. *Национальная технологическая перспектива. Нейронет [Электронный ресурс].* Режим доступа: <http://www.nti2035.ru/markets/neuronet> (Дата обращения: 09.10.2019 г.).
4. *Кошечая, Д.О. Задача использования нейроинтерфейса для управления манипулятором дидактического назначения* /Д.О. Кошечая, Р.О. Руч, Н.Ю. Кадыков и др. // Мир компьютерных технологий: сб. статей всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Севастополь: СевГУ, 2019. – С. 67-71.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ»

INFORMATIONAL MEASURING SYSTEMS

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e0282100af2e7.90674130

УДК 658.284

А.И. Ахметзянова, Э.Р. Латыпова

(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

A.I. Akhmetzianova, E.R. Latypova (Ufa, Ufa State Aviation Technical University)

**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ
БИООБЪЕКТОВ**

RADAR DETECTION METHODS BIO OBJECTS

Рассматриваются методы радиолокационного обнаружения биообъектов. Подобран оптимальный метод для обнаружения пассивного биообъекта, без ответного радиопередатчика, представлена структурная организация устройства, реализующего данный метод.

Methods of radar detection of bioobjects are considered. An optimal method for detecting a passive bioobject, without a response radio transmitter, and research activity was selected.

Ключевые слова: радиолокационный, обнаружение, биообъект, радиопередатчик.

Keywords: radar, detection, bioobject, radio transmitter.

Развитие человека и его возможностей – непрекращающийся процесс. С каждым новым днем наука и техника достигают невероятных результатов, появляются новые производства, воплощаются в жизнь свежие идеи. Одним из интересных и актуальных направлений развития деятельности человека является дистанционное обнаружение биологических объектов, контроль их физиологической активности. Данное направление очень популярно при организации охранных систем и в службах спасения МЧС.

Термин «радиолокация» составлен из двух слов: radiar — излучать и locus — место. Отсюда «радиолокация» буквально означает определение места объекта посредством радиоизлучения. Метод дистанционного обнаружения и диагностирования людей (в том числе за оптически непрозрачными препятствиями), основанный на модуляции радиолокационного сигнала колебательными движениями и перемещениями частей тела и органов человека, будем называть биорадиолокацией.

Биорадиолокация может найти применение в различных областях: спасательных операциях, антитеррористической борьбе, медицине. К особенностям этого метода относится использование аппаратуры, как правило, незначительной дальности действия (от нескольких сантиметров до

десятков метров) с пониженным уровнем излучения, не оказывающим вредного воздействия на организм человека [1].

Первопричиной наличия биометрической информации в отраженном радиосигнале являются сокращения сердца, сосудов, легких и других внутренних органов человека. Эти процессы носят квазипериодический характер и вызывают модуляцию отраженного радиолокационного сигнала. Можно выделить четыре группы биомеханических движений, которые отличаются как по частотному диапазону, так и по амплитуде. К ним относятся:

- сокращения сердечной мышцы (частоты в диапазоне от 0,8 до 2,5 Гц, амплитуды колебаний на грудной клетке 0.1 мм);

- колебания грудной клетки при дыхании (частоты в диапазоне от 0,2 до 0,5 Гц, амплитуды колебаний грудной клетки в зависимости от типа дыхания от 0,5 до 1,5 см);

- движение органов речи человека (частота основного тона колебаний голосовых связок около 100 Гц);

- движение других частей тела человека.

Полезная информация о радиолокационном объекте доставляется радиосигналами, приходящими от объекта к радиолокационной станции. В зависимости от происхождения этих сигналов радиолокация бывает двух видов: пассивная и активная [2].

Пассивная радиолокация основана на приёме собственного излучения объекта.

При активной радиолокации радар излучает свой собственный зондирующий сигнал и принимает его отражённым от цели. Активная система радиолокации может быть с пассивным и активным ответом.

При РЛС с пассивным ответом запросный сигнал отражается от объекта и воспринимается в пункте приёма как ответный.

При активной радиолокации с активным ответом предполагается наличие ответчика на объекте, который излучает радиоволны в ответ на принятый сигнал.

Использование того или иного вида радиолокации определяется прежде всего целью исследования, областью применения, возможностью установки на объект исследования приемо-передающих устройств, материальными затратами.

Для обнаружения движущихся объектов наибольшее применение получила активная радиолокация по пассивным целям. Одним из направлений применения активной радиолокации по пассивным целям является обнаружение живых людей, животных за непрозрачными препятствиями с помощью радиолокационных устройств.

Рассмотрим сенсор для обнаружения движущихся объектов. В основе работы таких датчиков лежит использование эффекта Доплера или

интерференция радиоволн сантиметрового диапазона. Для обнаружения и мониторинга движущихся объектов антеннами излучается сверхширокополосный (СШП) импульсный сигнал и принимается сигнал, отраженный от окружающих объектов. В пространстве образуется определенное распределение электромагнитного поля, которое изменяется при появлении движущихся объектов, и это изменение регистрируется сенсором.

На рис. 1 представлена разработанная структурная схема дифференциального радиоимпульсного сенсора повышенной точности.

Устройство содержит генератор радиоимпульсов, который содержит генератор задающих импульсов и генератор гармонического сигнала, схему задержки, входную цепь, состоящую из двух детекторов, две антенны, причем одна из них приемо-передающая, а другая приемная, дифференциальный усилитель, устройство обратной связи, два фильтра нижних частот, микроконтроллер и блок сигнализации.

Работает устройство следующим образом.

Генератор задающих импульсов генерирует видеоимпульсы с частотой порядка 10 КГц, поступающие далее на генератор гармонического сигнала. Здесь происходит заполнение видеоимпульсов высокочастотным сигналом порядка 1 ГГц.

Полученные радиоимпульсы излучаются через антенны по двум каналам. Первый канал содержит приемо-передающую антенну, а во втором канале используется антенна только на прием сигнала. Поэтому в данном канале необходима линия задержка, обеспечивающая синхронизацию приема отраженного сигнала двумя антеннами.

Принятые антеннами сигналы проходят через схемы детектирования и поступают на дифференциальный усилитель. Дифференциальная обработка сигнала повышает помехоустойчивость.

Для автоматического устранения возможного температурного разбаланса сигналов, для устранения внешних помех применено устройство обратной связи.

Полученная с выхода ДУ усиленная разность сигналов фильтруется ФНЧ.

Первый фильтр нижних частот обеспечивает подключение обратной связи к входу одного из детекторов, и необходимую развязку по высокой частоте формируемых радиоимпульсов. Со второго ФНЧ сигналы подаются на микроконтроллер, где сигнал сравнивается с некоторым установленным значением, при превышении которого выдается сигнал тревоги в блоке сигнализации.

Для обеспечения взаимосвязи микроконтроллера и компьютера используется интерфейс UART.

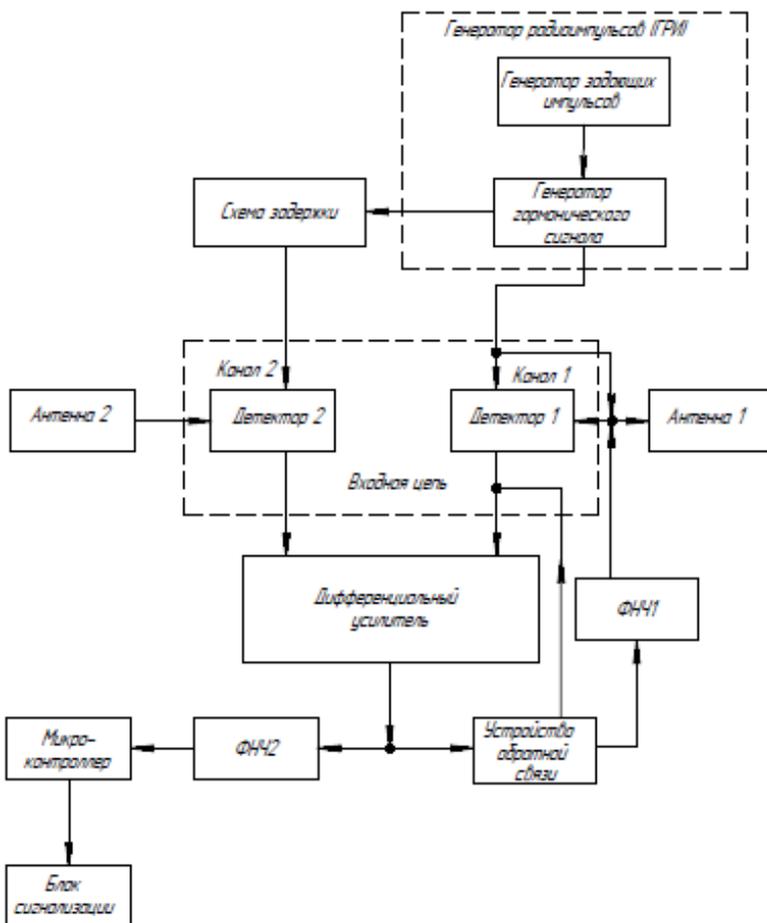


Рис. 1. Структурная схема дифференциального радиоимпульсного сенсора

К достоинствам данного сенсора можно отнести:

- простоту конструкции и реализации;
- невысокую потребляемую мощность;
- возможность всепогодной работы;
- возможность скрытого размещения под какой-либо поверхностью.

Список литературы

1. Бугаев, А.С. Биорадиолокация / А.С. Бугаев, С.И. Ивашов, И.Я. Имморев. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2010. – 396 с.
2. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

А.М. Богачев, В.П. Крылов
(г. Владимир, Владимирский государственный университет
им. А.Г. и Н.Г.Столетовых)
A.M. Bogachev, V.P. Krylov (Vladimir, Vladimir State University Named by Alexander
and Nikolay Stoletovs)

ЗАВИСИМОСТЬ ЭНЕРГИИ АКТИВАЦИИ ГЛУБОКИХ УРОВНЕЙ ОТ РЕЖИМОВ ИЗМЕРЕНИЙ

DEEP LEVELS' ACTIVATION ENERGY DEPENDENCE ON MEASUREMENT MODES

Рассматриваются результаты эксперимента по определению энергии активации глубокого уровня в арсенид-галлиевой мезоструктуре методом емкостной релаксационной спектроскопии глубоких уровней при различных значениях запирающего напряжения.

The results of an experiment to determine the activation energy of a deep level in a gallium arsenide mesastructure by capacitive relaxation spectroscopy of deep levels at various values of the blocking voltage are considered.

Ключевые слова: релаксационная спектроскопия глубоких уровней, РСГУ, частотное сканирование.

Keywords: deep-level transient spectroscopy, DLTS, frequency scan.

Релаксационная спектроскопия глубоких уровней позволяет различать ловушки основных и неосновных носителей заряда в полупроводниках, позволяет получить информацию о концентрациях, уровнях энергии и скоростях захвата этих ловушек. Данный метод позволяет разделить сигналы от различных глубоких центров и способен измерять параметры последних на широком диапазоне энергий активации [1].

Наиболее распространённым подходом к измерениям в РСГУ является температурно-частотное сканирование – медленное непрерывное изменение температуры на фоне дискретных значений частоты следования импульсов заполнения и опустошения глубоких уровней (так называемых временных окон). Данный метод сопряжён со сложностями в управлении температурой образца и её точном измерении, что негативно сказывается на точности определения энергии активации. Также не способствует повышению точности ограниченный набор временных окон, и их изменение одновременно с температурой.

В измерительно-вычислительном комплексе релаксационной спектроскопии глубоких уровней Владимирского государственного университета применяется частотно-температурное сканирование, то есть при постоянной температуре образца изменяется ширина временного окна. Измерения повторяются при различных значениях температуры. Таким

образом, частотно-температурное сканирование позволяет наблюдать практически неограниченное количество временных окон при постоянной температуре образца, что создаёт предпосылки для повышения точности определения энергии активации.

Первичными экспериментальными данными являются частотные сканы, полученные при различных температурах образца. Частотный скан – это зависимость выходного сигнала коррелятора (селектора релаксационных сигналов) от частоты следования импульсов электрического заполнения ГУ. Дальнейшая обработка сводится к идентификации параметров каждого частотного скана, в частности постоянной времени релаксации ёмкости, и определению энергии активации. Энергия активации, а также её трёхсигмальный интервал определяются в соответствии со стандартом ASTM F 978 – 90 [2].

Нужно отметить, что в обработке участвуют не все точки частотного скана, а только те, что находятся выше некоторого уровня относительно максимального значения на скане (далее уровня значимости), так как имеют место собственные шумы и искажения аппаратного тракта спектрометра глубоких уровней. На рисунке 1 показан пример частотного скана, на котором отмечены обрабатываемые точки. Частотный скан совмещен с графиком его математической модели, параметры которой идентифицируются в начале обработки данных.

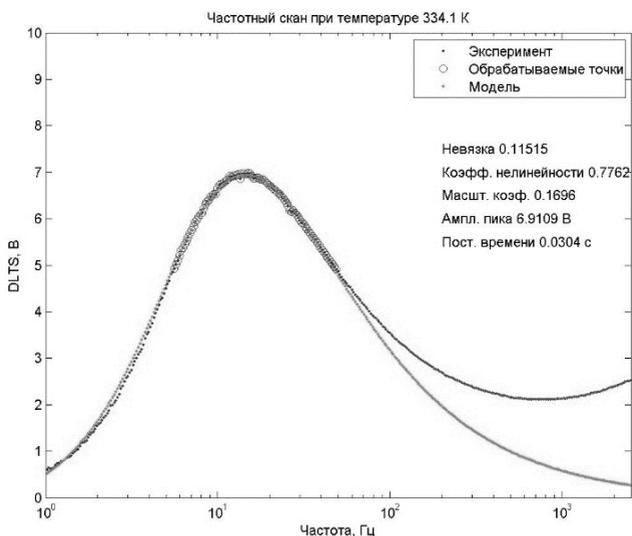


Рис.1. Пример частотного скана, на котором отмечены обрабатываемые точки, построена идентифицированная модель и указаны её параметры.

В результате эксперимента для одной и той же мезаструктуры была определена энергия активации глубокого уровня и её трёхсигмальный

интервал при различных уровнях значимости и двух значениях запирающего напряжения U_R . Результаты эксперимента представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты эксперимента.

Уровень значимости	Энергия активации при $U_R = -4$ В, эВ	Энергия активации при $U_R = -6$ В, эВ
0,9	$0,72010 \pm 0,00353$	$0,71647 \pm 0,00313$
0,8	$0,72014 \pm 0,00247$	$0,71490 \pm 0,00235$
0,7	$0,71884 \pm 0,00241$	$0,71401 \pm 0,00224$
0,6	$0,71885 \pm 0,00212$	$0,71325 \pm 0,00220$
0,5	$0,71961 \pm 0,00194$	$0,71292 \pm 0,00198$

На рисунке 2 показан график, на котором отмечены значения энергии активации и их трёхсигмальные интервалы для разных уровней значимости.

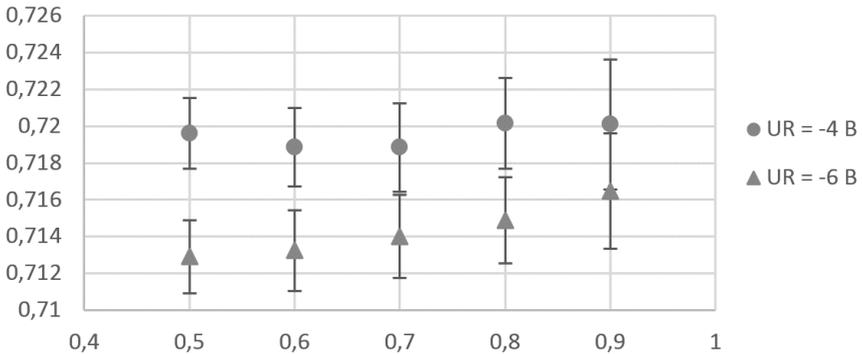


Рис.2. График, содержащий значения энергии активации и её трёхсигмальные интервалы. По горизонтали отложены значения уровня значимости, по вертикали – значения энергии активации в эВ.

Эксперимент показал, что трёхсигмальные интервалы энергий активации, полученных при различных значениях запирающего напряжения, не пересекаются. Трёхсигмальные интервалы пересекаются только для уровня значимости 0,9, что связано со снижением точности из-за недостаточного количества обрабатываемых точек. Таким образом, полученные результаты позволяют сделать предположение о наличии связи между энергией активации глубокого уровня и запирающим напряжением.

Список литературы

1. Lang D.V. Deep Level Transient Spectroscopy: A new method to characterize traps in semiconductors / D. V. Lang // Proc. of 9th World Congress on Railway Research, May 2011.
2. Крылов, В.П. Комплексное моделирование физических процессов и аппаратных преобразований в релаксационной спектроскопии глубоких уровней / Крылов В.П., Богачев А.М., Пронин Т.Ю., Мищенко А.А. // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Международ. науч.-прак. конф. (Брянск, 22-23 ноября 2017 г.) / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 9 – 11.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

В.В. Воронин

(г. Хабаровск, Тихоокеанский государственный университет)

V.V. Voronin (Khabarovsk, Pacific State University)

ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ ДЕФЕКТОВ В ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ

EQUIVALENCE OF DEFECTS IN TECHNICAL DIAGNOSTICS

Анализируются отношения эквивалентности на множестве возможных дефектов. Выделяются различные классы относительной эквивалентности дефектов. Вводится понятие чувствительность диагностических показателей к элементам множества возможных дефектов.

Equivalence relations are analyzed on the set of possible defects. Different classes of relative equivalence of defects are distinguished. The concept of sensitivity of diagnostic indicators to the elements of the set of possible defects is introduced.

Ключевые слова: множество возможных дефектов, отношение эквивалентности, диагностирование, диагностические показатели, чувствительность диагностических показателей к дефектам.

Keywords: many possible defects, equivalence ratio, diagnosis, diagnostic indicators, sensitivity of diagnostic indicators to defects.

В публикациях по технической диагностике недостаточно подробно характеризуются объективные отношения на множестве возможных дефектов [1]. Основная задача данной работы исследовать отношения эквивалентности на данном множестве, учитывая их относительный характер: эквивалентность по отношению к фиксированному множеству диагностических показателей.

Под чувствительностью данного диагностического показателя к определенному подмножеству дефектов предлагается понимать такое изменение его значения, которое может быть зафиксировано в результате диагностической проверки и интерпретировано как факт наличия в объекте диагностирования хотя бы одного дефекта из этого подмножества.

Формально чувствительность диагностических показателей к элементам множества возможных дефектов предлагается определить как бинарное отношение F , а именно:

$$F \subseteq S \times D,$$

где S - множество диагностических показателей, D - множество возможных дефектов данного объекта диагностирования.

Это отношение можно задать в виде двухместного предиката $F(s, d)$, который интерпретируется как высказывание «диагностический показатель s

чувствителен к дефекту d ». При этом в множестве $S \times D$ выделяется подмножество пар $(s, d) \in S \times D$, для которых $F(s, d)$ истинно.

Предикат $F(s, d)$ можно рассматривать как конечный, при этом конечность предметной области переменной s (множество S) не вызывает сомнений; конечность множества D в общем случае не очевидна. В этом случае воспользуемся искусственным приемом – введем в D в качестве его элемента подмножество ранее неизвестных дефектов $\{d_\infty\}$. После этого предикат $F(s, d)$ представим матрицей следующего вида.

	d_1	d_2	...		d_n	$\{d_\infty\}$	
s_1	r_{11}	r_{12}		...		r_{1n}	-
s_2	r_{21}	r_{22}		...		r_{2n}	-
							-
...				...			-
							-
s_m	r_{m1}	r_{m2}				r_{mn}	-

(1)

В матрице чувствительности диагностических показателей к элементам множества возможных дефектов содержимое ячейки в i -ой строке и в j -ом столбце определяется следующим выражением.

$$r_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } s_i \text{ чувствителен к } d_j; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

В последнем столбце матрицы значения в ячейках считаются неопределенными. Если в $F(s, d)$ зафиксировать одну из переменных определенным значением, то получим одноместный предикат. Например, предикат $F(s_2, d)$ характеризует множество дефектов, к которым чувствителен диагностический показатель s_2 , а одноместный предикат $F(s, d_2)$ описывает множество диагностических показателей чувствительных к дефекту d_2 .

Рассмотрим два крайних случая, когда предикат $F(s, d)$ тождественно истинен и тождественно ложен.

В обоих случаях все столбцы матрицы (1), кроме последнего, являются одинаковыми и неотличимы друг от друга. В диагностической интерпретации это означает то, что все дефекты не различимы относительно данного множества диагностических показателей, а множество D будем называть классом строго эквивалентных дефектов ($КСЭД$) относительно данного множества S . И, как следствие, субъекту диагностической деятельности это множество S следовало бы изменить. Наглядно $КСЭД$ можно иллюстрировать полным n -м двудольным графом.

Следующий особый случай – матрица (1) представляет собой диагональную форму, она квадратная и только по ее диагонали расположены единичные элементы. Это идеальная диагностическая ситуация, она реально

возможна, когда каждый диагностический показатель является прямым показателем своего дефекта. В этом случае множество D будем называть классом однозначно различимых дефектов (*КОРД*) относительно данного множества S . Наглядно *КОРД* можно иллюстрировать биективным n -м двудольным графом.

КОРД моделируется не только диагональной матрицей. Необходимым и достаточным условием его существования следует считать попарную различимость столбцов матрицы (I). А такая различимость достижима только при выполнении следующего условия:

$$n \leq 2m,$$

где n и m мощности соответственно множеств D и S .

Между *КСЭД* и *КОРД* возможны промежуточные варианты, характеризующиеся тем, что матрица (I) не удовлетворяет условию попарной различимости и в ней отсутствуют одинаковые столбцы. Тогда множество D будем называть классом не строго эквивалентных дефектов (*КНЭД*) относительно данного множества S .

В общем случае в матрице чувствительности могут присутствовать одновременно в качестве фрагментов все три описанные выше класса. При этом классов *КСЭД* и *КНЭД* может быть несколько (отсутствует, один или более одного вариантов), а *КОРД* либо в одном варианте, либо отсутствует.

В этом смысле актуальна задача анализа матрицы (I) с целью выявления в ней фрагментов относительной эквивалентности и приведения ее к виду с допустимым уровнем эквивалентности. Допустимый уровень эквивалентности логично формулировать в терминах классов эквивалентности. Наивысший уровень – это *КОРД*, в других вариантах накладывается ограничения на допустимое количество *КСЭД* и *КНЭД*, а также на характеристики этих классов.

Возможности варьирования текущим уровнем эквивалентности связаны с двумя стратегиями, а именно: с изменениями наборов элементов и мощностей множеств D и S . В первом случае мы множество возможных дефектов вынужденно ограничиваем подмножеством заданных дефектов, снижая тем самым уровень объективности решаемых диагностических задач. Вторая стратегия – целенаправленное расширение множества диагностических показателей – имеет естественный практико-ориентированный характер, и она широко применяется в сочетании с экономическими соображениями [2].

Список литературы

1. Шалобанов, С.В. Алгоритм поиска дефектов в системах автоматического управления с использованием смены позиции входного сигнала / С.В. Шалобанов, С.С. Шалобанов// Информатика и системы управления. - 2017 г. - №2(52). - С. 57-63.
2. Бигус, Г.А. Диагностика технических устройств. / Г.А. Бигус, Ю.Ф. Даниев, Н.А. Быстрова, Д.И. Галкин. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014. – 616 с.

Материал поступил в редколлегию 10.09.19.

Д.Г. Гадашев, А.Ю. Дракин, Д.А. Княгинин
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
D.G. Gadashev, A.Yu. Drakin, D.A. Knyagin
(Bryansk, Bryansk State Technical University)

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЛИНИИ ЛЕСОЗАГОТОВКИ И РАСПИЛОВКИ ДРЕВЕСИНЫ

AUTOMATIZATION OF THE LINE OF LOGGING AND SAWING OF WOOD

Рассмотрен проект по автоматизации линии лесозаготовки и распиловки. Описан алгоритм работы, а также вся аппаратная часть данной линии. Указаны нюансы при проектировании линии лесозаготовки и распиловки.

The project on automation of the line of logging and sawing is considered. The algorithm of work, and also all hardware of this line is described. The nuances in the design of the line of logging and sawing are indicated.

Ключевые слова: автоматизация, электропривод, преобразователь частоты, промышленный контроллер, транспортёр.

Keywords: automation, electric drive, frequency converter, industrial controller, conveyor.

Целью проекта является полная автоматизация процессов заготовки и сортировки древесины на крупном деревообрабатывающем предприятии (г. Брянск).

Сегодня любой промышленный объект представляет собой связанную систему автоматизированных линий, цехов и т.д. Одним из таких объектов является линия лесозаготовки и распиловки, план которой представлен на рис. 1.

Общее описание работы автоматической линии приведено ниже. Линия лесозаготовки и сортировки начинается с биржи. На неё укладываются бревна длиной около шести метров. Далее бревна поступают на горку через промежуточный транспортёр, а затем транспортёр горки захватывает одно из брёвен и направляет на транспортёр №1, после чего он включается и бревно движется по нему до упора. При достижении упора, транспортёр №1 выключается, осуществляется захват и прижим данного бревна и происходит его разрез пилой на две части. После чего пила возвращается в своё начальное положение, захват и прижим также возвращаются в начальное положение, упор поднимается, освобождая путь бревну, включаются транспортёры №1 и №2. Распиленное бревно по транспортёрам движется в сторону запущенной бревнотаски. Первая часть распиленного бревна сразу «уходит» на бревнотаску, а вторая часть, достигнув конца транспортёра №2, остаётся на нём, так как при этом транспортёр №2 выключается. В это время происходит закрытие упора, а также сброс с транспортёра горки на транспортёр №1 очередного бревна. Оно также достигает упора, происходит его захват и прижим с последующим распилом. Во время распиловки второго бревна включается транспортёр №2, и вторая половина бревна перемещается на бревнотаску.

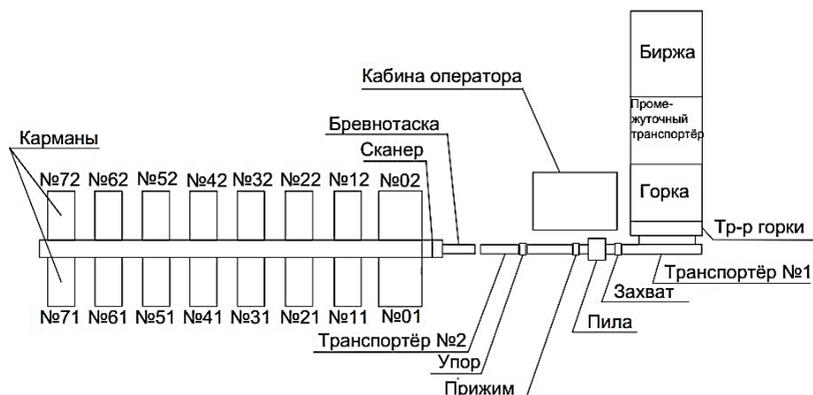


Рис.1. План установки

Эта пауза между половинами брёвен сделана для обеспечения разрыва между ними. Бревна, движущиеся по бревнотаске, пересекают область сканера, который измеряет их толщину по всему профилю. В зависимости от толщины, с помощью пневмопривода, происходит их сброс в один из программно задаваемых карманов.

Аппаратная часть проекта включает в себя электродвигатели с преобразователями частоты (ПЧ) Innovert [1], оптические (Autonics BR4M-TDTD-P) [2] и индуктивные датчики (ВБ2.18М.53.8.1.1.КЛ-3,5М), концевые выключатели (CZ-3169), реле давления (РД), различные устройства защиты, программируемые логические контроллеры (ПЛК) (ОВЕН ПЛК110[М02]) [3], персональный компьютер (ПК), гидростанцию (Квалитет ЗСНЭР15-13Б5И40Е1) и лазерную сканирующую головку для определения диаметров брёвен. Связь между ПЛК и ПК реализована с использованием интерфейса RS-485 [4].

Все электродвигатели, за исключением пилы, биржи и гидростанции, подключены с использованием ПЧ, которые необходимы для согласования скоростей перемещения. Оптические датчики применяются для контроля уровня брёвен на горке, а также для определения достижения бревном упора. Индуктивные датчики применяются для контроля положения пилы, упора, захвата и прижима. Гидростанция применяется для перемещения пилы, захвата, прижима и упора. В отдельные контуры подключены пила и упор, а третий контур гидростанции включает в себя прижим, захват и реле давления. РД применяется для обеспечения необходимого давления для захвата и прижима бревна, так как бревна имеют разную толщину и конечное положение зажима и захвата индуктивным датчиком определить проблематично, а также для ограничения давления с последующим переключением гидростанции на короткий контур.

Все сигналы с датчиков и реле приходят на промышленный и программируемый логический контроллер, который, в соответствии с алгоритмом работы, выдаёт установленные команды.

В проекте авторами была решена актуальная техническая задача по автоматизации линии заготовки и распиловки древесины. Были выявлены проблемы точности измерения объема древесины при помощи одной лазерной измерительной головки. Перечисленная проблема требует дальнейшего исследования и применения расширенных алгоритмов. Полученный положительный опыт автоматизации технологического процесса позволил понять специфику автоматизации в лесопереработке.

Список литературы

1. Преобразователи частоты INNOVERT PUMP: [Электронный ресурс]. – URL: <http://innovvert.ru/innovvert-pump/> (дата обращения: 18.09.2019).
2. Фотоэлектрические датчики Autonics: [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.autonics.com/product/category/2000008/> (дата обращения: 18.09.2019).
3. Овен оборудование для автоматизации: [Электронный ресурс]. – URL: <https://owen.ru/catalog/> (дата обращения: 18.09.2019).
4. SCADA Trace Mode: [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.adastra.ru/> (дата обращения: 18.09.2019).

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e02821034d5f2.04243561
УДК 674.093, 681.5

Д.А. Княгинин, Д.Г. Гадашев, А.Ю. Дракин
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
D.A. Knyagin, D.G. Gadashev, A.Yu. Drakin
(Bryansk, Bryansk state technical university)

МОДЕРНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПИЛЬНОГО И СОРТИРОВОЧНОГО УЗЛОВ ЛИНИИ ЛЕСОЗАГОТОВКИ

MODERNIZATION OF THE AUTOMATION SYSTEM OF THE SAWING AND SORTING UNITS OF THE LOGGING LINE

В статье рассмотрено решение задачи автоматизации линии распиловки и сортировки древесины с использованием ПЛК, CoDeSys, SCADA Trace Mode. Выполнено сопоставление интегрированных сред разработки для ПЛК и HMI – CoDeSys и Trace Mode.

The article describes the solution to the problem of automating the line for sawing and sorting wood using PLC, CoDeSys, SCADA Trace Mode. A comparison of the integrated development environments for the PLC and HMI - CoDeSys and Trace Mode.

Ключевые слова: ПЛК, SCADA системы, среда разработки, аналоговые и смешанные сигналы.

Keywords: PLC, SCADA systems, IDE, analog and mixed signals.

Данный обзор проведен в рамках выполнения работ по оптимизации системы автоматизации пильного и сортировочного узлов линии лесопереработки одного

из местных предприятий. В рамках работы возникла необходимость [1] совместной работы двух типов контроллеров: PC-based ПЛК серии WP-8841 компании ICPDAS и моноблочный контроллер ОВЕН ПЛК110-M02.

В качестве средств разработки верхнего уровня и одного из контроллеров использовалась SCADA система российской компании «АдАстра Рисерч Груп» - Trace Mode [2]. Реализованная на основе данного инструмента и PC-based ПЛК серии WP-4481 фирмы ICP DAS система автоматизации линии требовала оптимизации скорости и функционала.

В целях оптимизации было решено выполнить реализацию алгоритма пильного узла на базе дополнительного ПЛК фирмы ОВЕН серии ПЛК 110.60, в связи этим в состав программных средств разработки включена среда разработки CoDeSys 2.3 [3].

TraceMode и CoDeSys предполагают выполнение задач проектирования различного масштаба, однако, любому разработчику хотелось бы иметь одинаково доступные средства отладки.

Рассмотрим основные отличия условий и методов отладки на примере интегрированных систем разработки для SCADA систем и для интегрированного ПЛК.

1. Различная степень распределенности источников измерительных и информационных сигналов.

2. Возможность использования прикладного программного обеспечения в рамках нужд SCADA.

3. Обработка и хранение большого объема данных.

Именно объем данных и распределенность их источников делают отладку проекта трудоемкой [1].

В итоге, при работе со сложными SCADA проектами большой объем работ заключается в создании дополнительных элементов, позволяющих выполнять отладку проекта в различных условиях (при разработке, при пуско-наладке проекта). К этим элементам можно отнести:

1. Виртуальные генераторы сигналов, эмулирующие поведение реальных измерительных сигналов.

2. Тестовые каналы и экраны наладки (рис.1), обеспечивающие доступ к внутрисистемной информации и периферийным сигналам.

В свою очередь, среда разработки CoDeSys позволяет просматривать и изменять любые переменные программы, в том числе дискретные входы и выходы. Это дает возможность проводить полную проверку алгоритма и логику программы в целом. Так на рис.2 показаны два окна CoDeSys:

1. Окно программной отладки, здесь для каждой строки кода выведены включенные туда переменные, при необходимости их значение можно изменить.

2. Окно конфигурации ПЛК с доступом ко всем периферийным сигналам, в том числе и регистрам сетевых протоколов.

Выводы:

1. Разработка отладочных режимов и инструментов в сложных SCADA системах ложится на плечи разработчика, либо требует использования дополнительных средств.

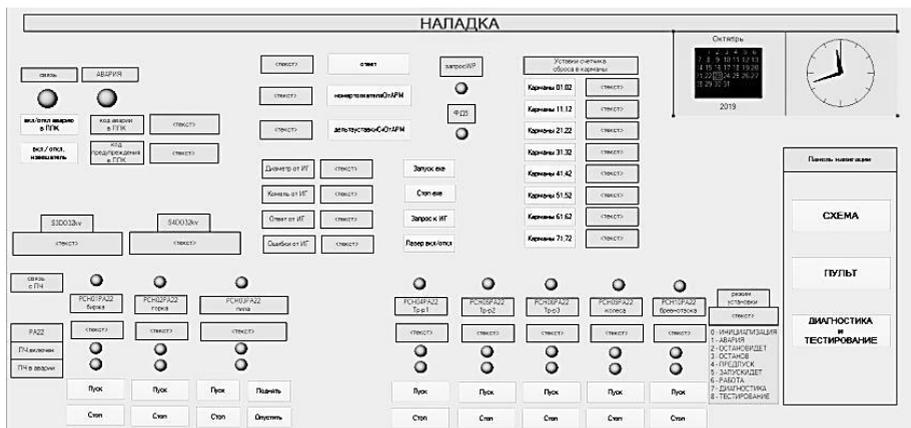


Рис. 1. Пример экрана наладки используемого в текущем проекте

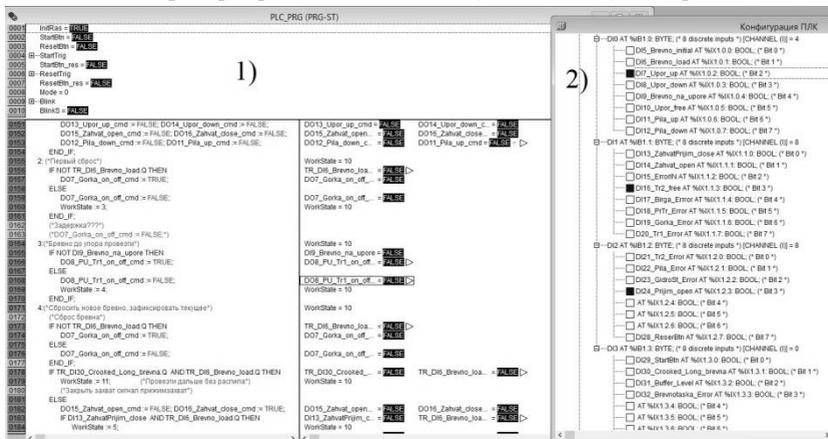


Рис. 2. Режим отладки CoDeSys 2.3

2. Интегрированные ПЛК являются более простыми удобными, для отладки, чем расширяемые PC-based ПЛК, однако могут быть функционально ограничены.

3. Сравнение Trace Mode и CoDeSys можно считать более адекватным в рамках проектов средней величины, т.к. в этом случае оба САПР обладают взаимозаменяемостью.

Список литературы

1. Герасимов, А.В. Проектирование АСУТП с использованием SCADA-систем/ А.В. Герасимов, А.С. Титовцев. – Казань: КНИТУ, 2014. – 128 с.
2. TRACE MODE 6 & T-FACTORY. Руководство пользователя: PDF: версия 6. – М.: AdAstra Research Group, Ltd., 2006.
3. Руководство пользователя по программированию ПЛК в CoDeSys 2.3 / Smart Software Solutions // [Электронный ресурс]. – 2008. – URL: https://ftp.owen.ru/CoDeSys23/06_Documentation/Cds23_Manual_v2.8.pdf.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210a16b28.77480309
УДК 621.396.677

А.Н. Катруша

(г. Воронеж, Военно-воздушная академия имени профессора

Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина)

A.N. Katrusha (Voronezh, Air force Academy name of Professor

N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin)

РАСЧЕТ И АНАЛИЗ УРОВНЕЙ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ ПРИ ФОКУСИРОВКЕ

**CALCULATION AND ANALYSIS OF APERTURE ANTENNA PULSE RADIATION
LEVELS DURING FOCUSING**

На основе численных методов исследованы особенности импульсного излучения рупорной антенны в ближней и переходной зоне. Выявлены достижимые возможности фокусировки импульсного излучения в ближней зоне.

On the basis of numerical methods, the features of the pulse radiation of the horn antenna in the near and transition zone are investigated. Achievable possibilities of focusing pulsed radiation in the near zone are revealed.

Ключевые слова: излучение антенны, сверхкороткие импульсы, численные методы.

Keywords: antenna radiation, ultrashort pulses, numerical methods.

В настоящее время большое внимание уделяется исследованиям возможностей воздействия мощными сверхкороткими импульсами на радиоэлектронную аппаратуру [1-3]. Такой способ имеет ряд достоинств по сравнению с традиционным воздействием помехой по основному каналу приема. При этом может быть нарушено функционирование не только радиоприемных устройств, но и радиопередатчиков, а также различной офисной техники.

В работах [4-7] приведены результаты исследований пространственных и временных характеристик импульсного излучения при фокусировке в точке, расположенной на оси дисковой антенны. Однако проведенные исследования базируются на аналитических методах и позволяют лишь качественно оценить возможности фокусировки импульсного излучения антенны.

Рассмотрим излучающую рупорную антенну с круговым раскрытием радиусом R . Полагаем, что амплитудное распределение поля на раскрытии рупора задано. Геометрия задачи приведена на рисунке 1.

На рис. 1 обозначено: Q - точка наблюдения, F - точка фокусировки, ρ - расстояние от точки на апертуре антенны до центра апертуры, z_F - расстояние до точки фокусировки, r - расстояние от точки на апертуре

антенны до точки наблюдения. Задача заключается в нахождении характеристик импульсного излучения в заданной точке наблюдения Q .

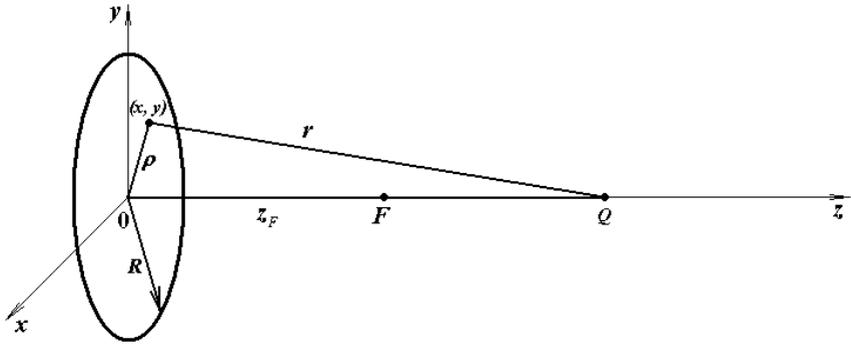


Рис. 1. Геометрия задачи излучения электромагнитного импульса

Рассмотрим случай возбуждения апертуры антенны биполярным импульсом поля. Временное представление импульса приведено на рисунке 2а. На рисунке 2б представлена частотная зависимость напряженности поля, возбуждающего апертуру антенны импульса, нормированная относительно максимального значения.

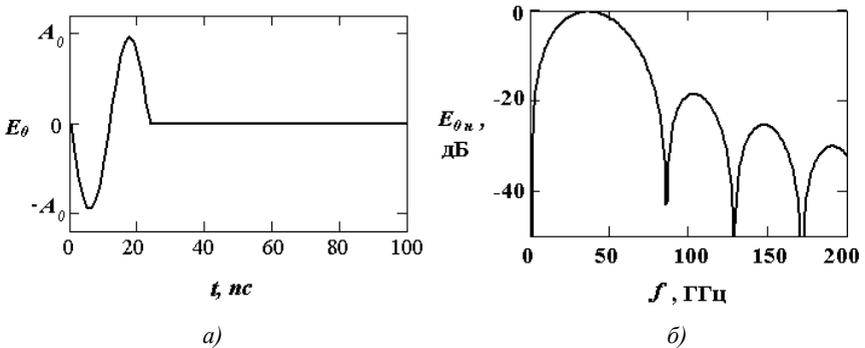


Рис. 2. Временное и частотное представление импульса, возбуждающего апертуру антенны

Парциальная напряженность поля на фиксированной частоте в точке наблюдения на оси антенны описывается выражением:

$$E(\omega) = \frac{ik}{4\pi} \cdot \int_S \frac{E_0(\omega) f(x, y) \exp(-ikr)}{r} dS,$$

где $E_0(\omega)$ - парциальная амплитуда напряженности поля возбуждающего аперттуру антенны импульса; $f(x, y)$ - функция распределения поля по раскрытию рупора; $r = \sqrt{\rho^2 + z^2}$ - расстояние от точки излучения на аперттуре антенны до точки наблюдения (рис. 1).

Для фокусировки импульсного излучения в данной точке необходимо аперттуру излучения возбуждать асинхронно, т.е. точки на раскрытии антенны возбуждаются с различной задержкой так, что в точку фокусировки от различных точек аперттуры импульсы приходят синхронно.

При этом в функцию распределения поля по аперттуре вводится дополнительный фазовый множитель, учитывающий неравномерность во времени возбуждения различных точек аперттуры $\exp(i\omega\Delta t)$, где Δt - время задержки импульса, приходящего в точку наблюдения от произвольной точки на аперттуре антенны, по отношению к центральной точке аперттуры.

При нахождении точки наблюдения в фокусе можем записать:

$$\Delta t = (z_{\rho F} - z_F)/c = \left(\sqrt{\rho^2 + z_F^2} - z_F \right) / c,$$

где $z_{\rho F}$ - расстояние от точки на аперттуре и от центра аперттуры антенны до точки фокусировки, соответственно; c - скорость света.

На рисунке 3 приведены результаты расчетов парциального множителя ослабления излучения на фиксированной частоте 40 ГГц (рис. 3а) и в полосе частот на фиксированном удалении от антенны $z = 20$ м (рис. 3б). При этом на рисунках приведены зависимости в отсутствие фокусировки излучения (штриховая линия) и при фокусировке в точке на удалении $z_F = 20$ м от антенны (сплошная линия).

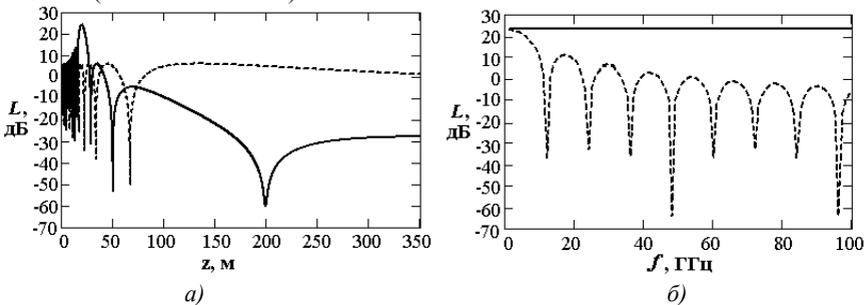


Рис. 3. Зависимости парциального множителя ослабления от удаления (а) и в широкой полосе частот (б)

Анализ рис. 3 показывает, что при фокусировке импульсного излучения множитель L в точке фокуса может значительно возрастать (на десятки децибел) по сравнению с его значением в отсутствие фокусировки, однако, при этом уровень множителя ослабления значительно снижается в других

точках (рис. 3а). Кроме того, парциальный множитель ослабления в точке фокусировки не зависит от частоты (рис. 3б), что объясняется синхронным сложением импульсов поля, создаваемых различными точками апертуры антенны.

Список литературы

1. *Авдеев, В.Б.* Помехи и сбои при воздействии мощных наносекундных импульсов на приёмо-передатчики сотовой и мобильной связи / В.Б. Авдеев, Д.В.Авдеева, А.В. Бердышев, Г.В. Макаров, С.Н. Панычев, А.П. Ярыгин // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47. – № 10. – С. 47–53.

2. *Авдеев, В.Б.* Оптимальные частоты и квазиоптимальные импульсы в каналах передачи энергии для электромагнитного поражения радиоэлектронных объектов // Радиотехника. – 2002. – № 1. – С. 67–72.

3. *Авдеев, В.Б.* Методика оценки дальности функционального подавления мобильных радиостанций мощными сверхкороткими импульсами внутри здания / В.Б. Авдеев, А.В. Бердышев, А.Н. Катруша // Телекоммуникации. 2006. № 12. С. 18–21.

4. *Содин, Л.Г.* Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36. – № 5. – С. 1014–1022.

5. *Содин, Л.Г.* Характеристики импульсного излучение антенны (электромагнитного снаряда) // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37. – № 5. – С. 849–857.

6. *Содин, Л.Г.* Импульсное излучение антенны // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 2. – С. 166–174.

7. *Содин, Л.Г.* Фокусировка электромагнитного снаряда // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 2. – С. 238–243.

Материал поступил в редколлегию 08.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210adac69.83965567

УДК 681.51

Э.Р. Латыпова, А.И. Ахметзянова, Р.Х. Ганцев
(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)

E.R. Latypova, A.I. Akhmetzyanova, R.Kh. Gantsev
(Ufa, Ufa State Aviation Technical University)

ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО ПОЛИРОВАНИЯ ТИТАНА

PROCESS CONTROL INSTRUMENT FOR ELECTROCHEMICAL
POLISHING OF TITANIUM

Разработано измерительное устройство для управления процессом электрохимического полирования титановых изделий. Представлена структурная схема, блок-схема алгоритма работы устройства, 3D модель установки, проведено макетирование, показана эффективность его работы.

A process control instrument for electrochemical polishing of titanium components has been developed. The paper concerns the device structure, operational algorithm and 3D model. The device has been prototyped, and its efficiency has been shown.

Ключевые слова: титан, измерительное устройство, контроль параметров, электрохимическое полирование.

Keywords: titanium, instrument, process control, electrochemical polishing.

Одной из распространенных и актуальных на сегодняшний день проблем машиностроения является полировка титановых сплавов электрохимическим методом. Для решения данной задачи была поставлена цель разработки устройства, для контроля параметров и управления процессом полирования.

При электрохимическом полировании крайне важно соблюдать условия, определяющие эффективность процесса обработки. Условия варьируются в достаточно узком диапазоне допусков технологических параметров. В зависимости от конфигурации ванны и концентрации электролита, процесс протекает при условиях, приведенных ниже:

Температура $T = 10 - 25$ °С

Плотность тока $J = 2,5 - 10$ А/дм²

Напряжение $U = 5 - 50$ В.

Для того, чтобы устройство правильно функционировало и обеспечивало качественное проведение электрохимического полирования, необходимо управлять и измерять следующие параметры:

Измеряемые параметры:

- 1) напряжение 0-50 В, с погрешностью 50 мВ;
- 2) ток 0-40 А, с погрешностью 40 мА;
- 3) температура 0-50 °С, с погрешностью 0,1 °С.

Управляемые параметры:

- 1) напряжение на ванне;
- 2) включение и выключение исполнительных механизмов.

Устройство управления процессом состоит из следующих исполнительных механизмов:

- 1) технологический источник напряжения;
- 2) мешалка;
- 3) нагреватель;
- 4) холодильник.

Данные устройства позволяют добиваться необходимых значений технологических параметров, которые также необходимо измерять. На рис. 1 приведена структурная схема устройства.

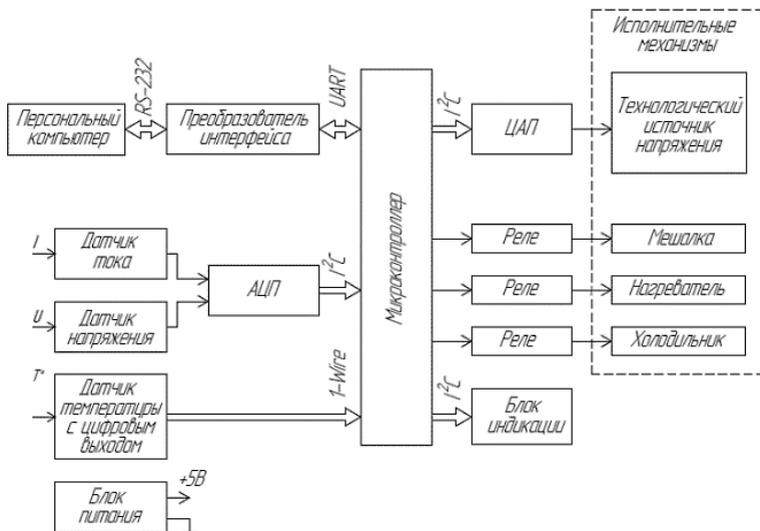


Рис. 1. Структурная схема устройства

Датчики напряжения, тока и температуры получают данные состояния процесса полировки, происходящем в емкости с электролитом. Цифровой сигнал с датчика температуры поступает сразу в микроконтроллер. Далее, программная реализация алгоритма поддерживает температуру в пределах 20-25°C при помощи включения/выключения холодильника и нагревателя. Параллельно данной процедуре сигналы с датчиков тока и напряжения поступают на 16-разрядный АЦП для оцифровки сигнала, далее сигнал обрабатывается микроконтроллером и все полученные данные о процессе отображаются на блоке индикации [1].

Система реализует управление источником питания через аналоговый интерфейс для задания необходимого напряжения в процессе полирования. С персонального компьютера через интерфейс RS-232 микроконтроллеру задается необходимый уровень напряжения, этот сигнал в дальнейшем поступает на ЦАП, который управляет источником питания для достижения необходимого напряжения. Также реализована система включения и выключения источника питания с использованием встроенного в него устройства разрешения включения.

Автоматический режим работы устройства реализован благодаря алгоритму, который заложен в программе микроконтроллера. Данный алгоритм поддерживает заданные условия: напряжение, температуру, перемешивание электролита в течение нужного времени. Блок-схема алгоритма микроконтроллера представлена на рис. 2.

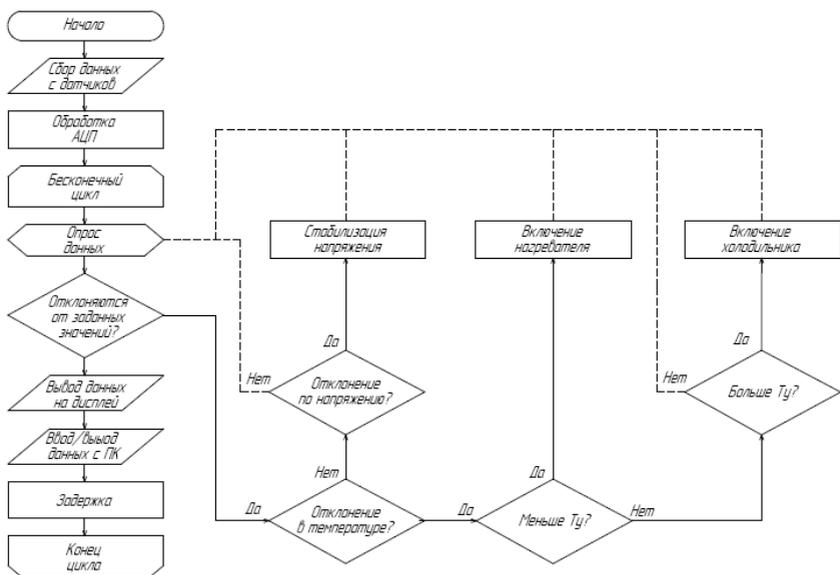


Рис. 2. Алгоритм работы устройства

По данному алгоритму были написаны основные блоки программы, обеспечивающие взаимодействие со всеми элементами системы, показана ее работоспособность.

На рис.3 представлена 3D модель компоновки устройства в промышленном корпусе 19”.

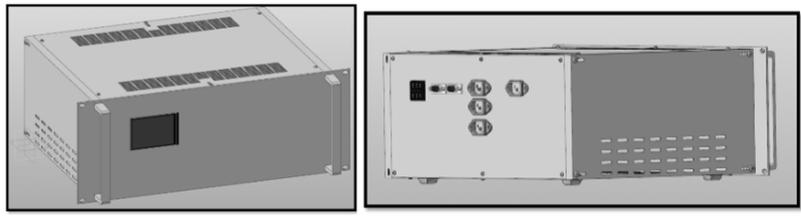


Рис. 3. 3D модель устройства

Эксперименты, проведенные при полировании титановых изделий, в том числе винтов и пластин, показывает на высокое качество процесса полирования за счет поддержания параметров в заданном коридоре.

Таким образом, разработанное устройство контроля параметров обеспечивает управление технологическим процессом полирования титановых изделий электрохимическим методом и повышает воспроизводимость результатов.

Список литературы

1. Бродин, В.Б. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс / В.Б. Бродин, М.И. Шагурин. – М.: ЭКОМ, 1999. – 400 с.
 Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210b72ba9.48046910
УДК 621.3

Н.А. Митина, В.П. Крылов
(г. Владимир, Владимирский государственный университет
им. А.Г. и Н.Г.Столетовых)
N.A. Mitina, V.P. Krylov (Vladimir, Vladimir State University Named
by Alexander and Nikolay Stoletovs)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА МОДЕЛЕЙ РСГУ

EXPERIMENTAL VERIFICATION OF DLTS MODELS

Рассматриваются результаты эксперимента по определению энергии активации глубокого уровня в арсенид-галлиевой мезаструктуре, полученные методом емкостной релаксационной спектроскопии глубоких уровней с обработкой данных по модели Орешкина и модели Лэнга.

The results of an experiment to determine the activation energy of a deep level in a gallium arsenide mesastructure, obtained by the method of capacitive deep levels transient spectroscopy with data processing according to the Oreshkin model and Lang model, are considered.

Ключевые слова: релаксационная спектроскопия глубоких уровней, РСГУ, частотное сканирование, модель Лэнга, модель Орешкина.

Keywords: deep-level transient spectroscopy, DLTS, frequency scan, Lang model, Oreshkin model.

Релаксационная спектроскопия глубоких уровней – метод измерений позволяющий получить информацию о концентрациях, энергиях активации и скоростях захвата глубоких центров.

Во Владимирском государственном университете действует измерительно-вычислительный комплекс релаксационной спектроскопии глубоких уровней (РСГУ), в котором реализован метод частотного сканирования для емкостной РСГУ, то есть при постоянной температуре образца изменяется ширина временного окна (периода следования импульсов электрического заполнения глубоких уровней). Измерения повторяются при различных значениях температуры. Такой подход имеет преимущества перед более распространенным методом температурно-частотного сканирования. Во-первых, он позволяет избежать проблем с регулированием и измерением изменяющейся температуры образца, с которыми сталкиваются исследователи, использующие температурно-частотное сканирование. Во-вторых позволяет использовать большее количество временных окон.

Первичными экспериментальными данными являются зависимости выходного сигнала измерительного тракта спектрометра от частоты следования импульсов электрического заполнения глубоких уровней (частотные сканы), полученные при различных значениях температуры образца. Обработка частотных сканов производится в два этапа. Сначала

определяются параметры модели каждого частотного скана, в том числе и постоянная времени релаксации ёмкости. В обработке участвуют точки частотного скана, находящиеся выше заданного уровня относительно максимального значения на скане (уровня значимости), так как малые значения выходного сигнала измерительного тракта могут быть искажены шумами и нелинейностями аппаратного тракта спектрометра. На втором этапе вычисляется энергия активации глубокого уровня.

В теории емкостной РСГУ существовали две модели, связывающие постоянную времени релаксации ёмкости и энергию активации глубокого уровня: модель Лэнга, которая легла в основу стандарта ASTM F 978 – 90, и альтернативная модель – модель Орешкина. Они по-разному объясняли физические процессы в полупроводнике и не могли мирно сосуществовать. Сторонники модели Лэнга поставили специальные опровергающие эксперименты, на категоричные выводы которых сторонники модели Орешкина не ответили.

Для того чтобы сравнить эти модели был поставлен эксперимент по определению энергии активации одного из глубоких уровней арсенид-галлиевой мезаструктуры. Полученные энергии активации и их трёхсигмальные интервалы представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты эксперимента

Уровень значимости	Энергия активации по стандарту ASTM F978-02, эВ	Энергия активации по модели Орешкина, эВ
0,9	$0,72010 \pm 0,00353$	$0,77748 \pm 0,00373$
0,8	$0,72014 \pm 0,00247$	$0,77752 \pm 0,00270$
0,7	$0,71884 \pm 0,00241$	$0,77622 \pm 0,00269$
0,6	$0,71885 \pm 0,00212$	$0,77623 \pm 0,00237$
0,5	$0,71961 \pm 0,00194$	$0,77699 \pm 0,00207$

Таким образом, эксперимент показал, что модель Орешкина и модель Лэнга дают различные результаты с непересекающимися трёхсигмальными интервалами. Нужно отметить что, результат, полученный по модели Лэнга ближе к значению, приводимому в литературе (0,73 эВ) [2].

Список литературы

1. *Крылов, В.П.* Комплексное моделирование физических процессов и аппаратных преобразований в релаксационной спектроскопии глубоких уровней / В.П. Крылов, А.М. Богачев, Т.Ю. Пронин, А.А. Мищенко // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Междунар. науч.-прак. конф. (Брянск, 22-23 ноября 2017 г.) / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 9 – 11.
2. *Peter W. Hawkes.* Advances in Electronics and Electron Physics, Volume 61. Elsevier 1983.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Л.А. Потапов, А.Н. Школин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

L.A. Potapov, A.N. Shkolin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

**ANALYSIS OF METHODS FOR DETERMINING AND APPLYING HEAT
PARAMETERS OF HIGH FREQUENCY PULSE VOLTAGE CONVERTERS**

Показано, что тепловое сопротивление переход-корпус определяется через частичный тепловой поток и является некоторой характеристикой крепления кристалла в корпусе высокочастотных импульсных преобразователей напряжения (ВИПН). Измерить это сопротивление при серийном производстве практически невозможно из-за высокой трудоемкости и низкой точности, хотя в справочных данных (data sheet) для каждой ИМС это сопротивление указывается. Для исключения возможности появления скрытых дефектов, не обнаруживаемых при контроле электрических параметров, предлагается использовать стопроцентный контроль тепловых параметров способом сравнения с эталоном.

Переходную тепловую характеристику (ПТХ) можно определить экспериментально для конкретной ИМС и конкретных условий охлаждения. После аппроксимации ее экспонентами можно построить теплоэлектрическую модель и с ее помощью исследовать изменение температуры кристалла ИМС при изменении различных параметров (напряжения питания, мощности нагрузки и др.).

It is shown that the thermal resistance of the junction-case is determined through a partial heat flux and is some characteristic of the crystal fastening in the case of high-frequency pulse voltage converters. It is practically impossible to measure this resistance in mass production because of the high complexity and low accuracy, although this resistance is indicated in the reference data sheet for each IC. To exclude the possibility of hidden defects that are not detected during the control of electrical parameters, it is proposed to use one hundred percent control of thermal parameters by way of comparison with a standard.

The transient thermal characteristic can be determined experimentally for a specific IC and specific cooling conditions. After approximation by its exponents, it is possible to construct a thermoelectric model and use it to study the change in the temperature of the IC chip with changing various parameters (supply voltage, load power, etc.).

Ключевые слова: тепловое сопротивление, импульсные преобразователи напряжения, микросхемы, схемы Фостера.

Keywords: thermal resistance, pulse voltage converters, microcircuits, Foster circuits.

Введение

Одной из причин выхода из строя высокочастотных импульсных преобразователей напряжения (ВИПН) является нарушение их теплового режима. Контроль электрических параметров на различных стадиях технологического процесса не выявляет возможные скрытые дефекты ВИПН, приводящие к нарушению тепловых режимов, деградации кристалла и выходу ВИПН из строя. Такая ситуация недопустима для многих типов ВИПН, являющихся частью различных блоков в авиации, космической и военной техники. Являясь достаточно нагруженным в тепловом отношении, ВИПН может существенно снизить надежность этих блоков и в целом более сложных устройств. Поэтому необходимо контролировать тепловые режимы каждого ВИПН.

Основными тепловыми параметрами ВИПН, которые приводятся в справочных данных (data sheet), являются статические тепловые сопротивления «переход-окружающая среда» R_{thJa} и «переход-корпус» R_{thJC} .

На величину теплового сопротивления R_{thJa} влияет много параметров: конструкция печатной платы (больше или меньше меди под ВИПН), геометрическая конфигурация блока, температура корпуса и окружающей среды, высота над уровнем моря и др.

В паспортных данных ВИПН приводят иногда два значения R_{thJa} для разных тестовых плат (1s и 2s2p) в зависимости от объема меди.

Если тепловое сопротивление определено для условий близких к тем, при которых будет работать ВИПН, то температуру р-п-перехода можно будет определять по уравнению

$$T_J = T_a + PR_{thJa}.$$

Более стабильной величиной является тепловое сопротивление «переход-корпус» R_{thJC} . На него не влияет: конструкция печатной платы (больше или меньше меди под ВИПН), геометрическая конфигурация блока, температура корпуса и окружающей среды, высота над уровнем моря и др. Однако на него влияет некачественное крепление кристалла в кристаллодержателе, наличие воздушных зазоров, непропай и др.

Еще одна динамическая характеристика – переходная тепловая характеристика (ПТХ) – определяет зависимость температуры р-п-перехода от времени $T_J(t)$ за время нагрева ИМС до установившегося режима. Эта характеристика учитывает полный тепловой поток, распространяющийся по всем направлениям. Ее можно использовать для построения теплоэлектрической модели в виде электрической цепи из RC элементов, переходный процесс в которой $U(t)$ численно совпадает с переходным тепловым процессом $T(t)$ или аналогичен ему при изменении масштаба времени.

Определение тепловых сопротивлений

Тепловое сопротивление «переход-корпус» $R_{\theta JC}$ почти не зависит от внешних условий, но оно существенно увеличивается при нарушении технологического процесса (перекося кристалла, непропай и др.). Поэтому разработано много способов его определения [1-3]. Большинство способов достаточно трудоемки и поэтому не применяются в промышленном производстве. Кроме того у ВИПН с малым числом выводов обычно управляющие электроды силовых транзисторов не выведены наружу. Поэтому приходится использовать другие р-п-переходы, расположенные на кристалле, например, между выводами «On/Off» и «Gnd». При этом измеряется уже температура кристалла, а не р-п-перехода ВИПН. Для измерения этой температуры используют термочувствительный параметр (ТПЧ) – прямое напряжение на переходе при малом измерительном токе.

По аналогии с диодами [1], тепловое сопротивление «переход-корпус» у ВИПН можно определить по уравнению

$$R_{\theta JC} = \frac{T_J - T_C}{P},$$

где T_J и T_C – температуры р-п-перехода и самой горячей точки корпуса в установившемся режиме (через 20...30 минут после включения в номинальный режим), P – греющая мощность (мощность потерь в ВИПН).

Это сопротивление учитывает частичный тепловой поток между переходом и корпусом в самой горячей точке.

Между тем тепловой поток в ИМС ВИПН идет несколькими параллельными путями и уходит в окружающую среду с различных участков корпуса ИМС (через верх, низ, выводы ИМС и печатную плату, к которой присоединена ИМС). Температура этих участков оказывается различной. Тем не менее, для ИМС ВИПН в справочных данных приводят именно тепловое сопротивление «переход – корпус $R_{\theta JC}$ ». Хотя в американских стандартах [3-7] определены также тепловые метрики Ψ_{JT} и Ψ_{JB} и тепловые сопротивления “переход – верх корпуса” $R_{\theta top}$, “переход – низ корпуса” $R_{\theta Cbot}$, “переход – печатная плата” $R_{\theta (JP)}$, определяемые аналогично определению теплового сопротивления “переход-корпус” $R_{\theta JC}$.

Следует иметь ввиду, что из-за малой греющей мощности ВИПН (1...2 Вт), близких температурах перехода и корпуса, определить тепловое сопротивление $R_{\theta JC}$, пользуясь термометром с термопарой, (имеющим погрешность 2...4%) невозможно даже при допуске 25%. Так, если реально температура корпуса 100°C, температура перехода 102°C, а греющая мощность 1 Вт, то тепловое сопротивление $R_{\theta JC}$ равно $R_{\theta JC} = (102 - 100)/1 = 2^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Однако, измеряя температуру корпуса с погрешностью 2% получим показания $T_C = 98^\circ\text{C}$, температуру перехода с погрешностью 1% получим $T_J = 103^\circ\text{C}$, греющую мощность с погрешностью 1%, получим тепловое сопротивление $R_{\theta JC} = (103 - 98)/0,99 = 5,05^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Погрешность определения теплового сопротивления $(5,05 - 2)/2 \cdot 100 = 152,5\%$.

Тепловое сопротивление «переход – окружающая среда» $R_{\theta Ja}$ определяется тоже для установившегося режима. Оно учитывает все тепловые потоки и определяет температуру нагрева р-п-перехода ИМС по отношению к температуре окружающей среды для заданной (чаще номинальной) мощности. Тепловое сопротивление «переход-окружающая среда» у ВИПН определяют для типовой тестовой платы по уравнению

$$R_{\theta a} = \frac{T_J - T_a}{P},$$

где T_J и T_a – температуры р-п-перехода и, соответственно, окружающей среды, P – греющая мощность (мощность потерь в ВИПН). Это сопротивление можно определить с приемлемой точностью, поскольку имеется большая разность температур и не требуется термометр с термопарой.

При серийном производстве ВИПН контроль тепловых сопротивлений каждой ИМС не выполняют из-за высокой трудоемкости и длительности измерений (стопроцентный контроль отсутствует). Однако, если применить способ контроля тепловых параметров путем сравнения с образцом, можно исключить возможное попадание ИМС с повышенными тепловыми сопротивлениями (скрытые дефекты, которые в процессе эксплуатации могут привести к разрушению ВИПН).

Этот способ заключается в следующем. Из партии ИМС, изготовленной по единой технологии, выбирают одну ИМС, которая послужит эталоном. Для нее в лаборатории определяют тепловые сопротивления. Затем ее устанавливают на тестер, включают на 10 секунд в номинальный режим, измеряют ТЧП до и после включения и сохраняют в памяти тестера 4 величины: длительность нагрева, малый измерительный ток и два прямых напряжения U_F на р-п-переходе до и после нагрева. Затем остальные ИМС партии испытывают на этом тестере, сравнивая 4 названные величины.

Важнейшая динамическая характеристика – переходная тепловая характеристика (ПТХ) – определяет зависимость температуры р-п-перехода от времени $T_J(t)$ за время нагрева ИМС до установившегося режима. Эта характеристика учитывает полный тепловой поток, распространяющийся по всем направлениям. Ее можно использовать для построения теплоэлектрической модели в виде электрической цепи из RC элементов, переходный процесс в которой $U(t)$ численно совпадает с переходным тепловым процессом $T(t)$ или аналогичен ему при изменении масштаба времени.

Для экспериментального определения ПТХ предлагается способ, не требующий подключать и отключать испытуемый ВИПН с частотой менее 66,7 Гц [10]. Нагрев кристалла осуществляется постоянным током, проходящим через силовой диод, расположенный на кристалле и включенный параллельно силовому транзистору. Измерение температуры кристалла выполняется путем измерения прямого напряжения U_F на другом

p-n-переходе при малом измерительном токе и последующем преобразовании напряжения U_F в температуру T_J , используя зависимость $T_J(U_F)$. Полученная зависимость $T(t)$ может быть аппроксимирована несколькими экспонентами.

Для нахождения аппроксимирующей зависимости ПТХ в Matlab применяется метод наименьших квадратов с использованием алгоритма оптимизации Левенберга-Марквардта. Чем больше экспонент выбирают, тем точнее аппроксимация. Однако во многих случаях можно ограничиться двумя или тремя экспонентами. Так, если температура окружающей среды $T_a = 20^\circ\text{C}$ греющая мощность $P = 2$ Вт и ПТХ аппроксимирована двумя экспонентами $T(t) = 111 - 4e^{-0,05t} - 86e^{-0,004t}$, то сопротивления в схеме Фостера (рис.1) $R_1 = 4/2 = 2$ Ом, $R_2 = 86/2 = 43$ Ом, а емкости определяются через постоянные времени $\tau_1 = R_1 C_1 = 1/0,05$ откуда $C_1 = 10$ Ф, соответственно $\tau_2 = R_2 C_2 = 1/0,004$, откуда $C_2 = 5,8$ Ф. Для модели целесообразно изменить масштаб времени в 1000 раз, тогда емкости будут тоже в 1000 раз меньше (в мФ). Греющая мощность представлена в виде источника тока $J = 2$ А, а температура окружающей среды источником ЭДС $E = 20$ В.

Не смотря на наглядность теплоэлектрической модели, не следует искать соответствия между сопротивлениями R_1 и R_{thJC} , так как тепловое сопротивление учитывает частичный тепловой поток между переходом и самой горячей точкой на корпусе, а сопротивление R_1 характеризует одну из экспонент, которая определяется для полного теплового потока.

С помощью полученной модели можно провести исследования различных тепловых режимов. На рис.1 исследовался режим, когда греющая мощность (мощность потерь) возросла в 2 раза и это состояние длилось 5 мин или 300 с. В измененном масштабе времени 5 мин соответствует 0,3 с. На осциллограмме в 3 окнах приведена информация в цифрах – потенциал левого узла на модели в вольтах численно определяет температуру p-n-перехода испытуемого ВИПН в градусах Цельсия ($^\circ\text{C}$), длительность процессов на модели в миллисекундах соответствует длительности тепловых процессов в секундах. В левом окне начальное время включения двойной нагрузки 100 мс на модели соответствует 100 с для ВИПН. Аналогично определены все остальные цифры. Исходная температура p-n-перехода $111,84^\circ\text{C}$ (визир установлен с небольшим смещением). В среднем окне время окончания двойной нагрузки 400 с, температура p-n-перехода $172,2^\circ\text{C}$. В правом окне – длительность двойной нагрузки (разность времени выключения и включения) 300 мс для модели или 5 мин для ВИПН, температура перегрева p-n-перехода $60,36^\circ\text{C}$. По осциллограмме можно установить, что под температурой более 150°C ВИПН находился 280 с, а выходил на исходную температуру (остывал) 1000 с, т.е. время нагрева и остывания неодинаково – нагрев 300 с, остывание – 1000 с. Для наглядности ось абсцисс смещена на 2 клетки вниз (к напряжению над средней линией необходимо добавлять 100°C).

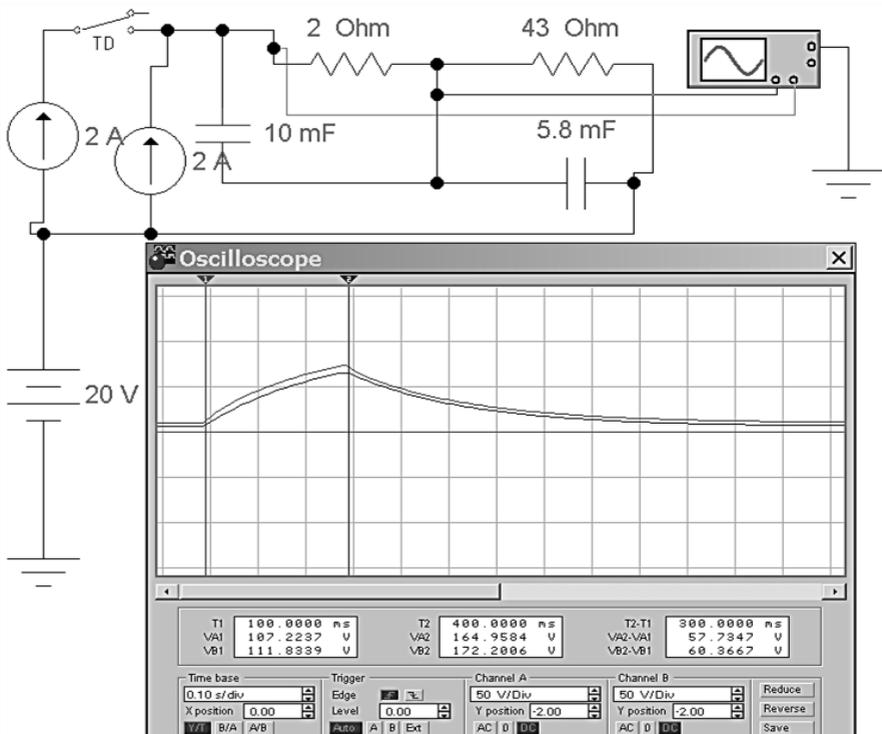


Рис. 1. Прохождение импульса двойной нагрузки ПТХ

Заключение

Проведенный анализ показал, что тепловое сопротивление «переход-корпус» определяется через частичный тепловой поток и является некоторой характеристикой крепления кристалла в корпусе ВИПН. Измерить это сопротивление при серийном производстве практически невозможно из-за высокой трудоемкости и низкой точности, хотя в справочных данных (data sheet) для каждой ИМС это сопротивление указывается. Для исключения возможности появления скрытых дефектов, не обнаруживаемых при контроле электрических параметров, предлагается использовать стопроцентный контроль тепловых параметров способом сравнения с эталоном.

Переходную тепловую характеристику (ПТХ) можно определить экспериментально для конкретной ИМС и конкретных условий охлаждения. После аппроксимации ее экспонентами можно построить теплоэлектрическую модель и с ее помощью исследовать изменение температуры кристалла ИМС при изменении различных параметров (напряжения питания, мощности нагрузки и др.).

Статья подготовлена благодарю заданию Минобрнауки
№ 8.1729.2017/ПЧ.

Список литературы

1. *ГОСТ 24461-80*. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерений и испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1990. – 64 с.
2. *ГОСТ 27264-87*. Транзисторы силовые биполярные. Методы измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 18 с.
3. *JESD51*, Methodology for the Thermal Measurement of Component Packages (Single Semiconductor Device). <https://www.jedec.org/standards-documents/docs/jesd-51>.
4. *Mil Std 883C Method 1012.1* Thermal Characteristics of Microelectronic Devices. – 1980. – p.13.
5. IC Thermal Measurement Method – Electrical Test Method (Single Semiconductor Device) EIA/JEDEC JESD51-1 standard. – URL: <http://www.jedec.org/download/search/jesd51-1.pdf>.
6. *JEDEC JESD51-14 standard*. Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction to Case of Semiconductor Devices with Heat Flow through a Single Path. https://www.jedec.org/document_search?search_api_views_fulltext=JESD51-14.
7. *JESD51-2A*, Integrated Circuits Thermal Test Method Environmental Conditions – Natural Convection (Still Air). <https://www.jedec.org/standards-documents/docs/jesd-51-2A>.

Материал поступил в редколлегию 01.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210cf34d5.83756458
УДК 654.16

Д.Е. Тихонов, Л.Г. Стаценко

(г. Владивосток, Дальневосточный федеральный университет)

D.E. Tikhonov, L.G. Statsenko (Vladivostok, Far Eastern Federal University)

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА SDRSHARP

RADIO FREQUENCY SPECTRUM EXPLORATION USING THE SOFTWARE PACKAGE SDRSHARP

В работе представлено исследование основных частотных диапазонов, которые способен принимать и воспроизводить SDR приёмник. Качество освоения всего радиочастотного диапазона зависит от антенны, непосредственно подключаемой к RTL-SDR. Работа иллюстрирована изображениями сигналов в программе SDRSharp, в презентации представлены записи различных радиостанций FM-диапазона, любительских радиостанций и запись сигнала со спутника NOAA.

The article presents a research of the main frequency bands that can receive and reproduce the SDR receiver. The quality of the entire radio frequency range exploration depends on the antenna directly connected to the RTL-SDR. The article

illustrates the signal's images in the SDRSharp program; presentation shows recordings of various FM radio stations, amateur radio stations and recording of the signal from the NOAA satellite.

Ключевые слова: радиочастотный диапазон, RTL-SDR, SDRSharp, антенна, любительская радиосвязь, радиостанция, спутниковая радиосвязь.

Keywords: radio frequency band, RTL-SDR, SDRSharp, antenna, amateur radio, radio station, satellite radio.

Программно-определяемая радиосистема (Software-defined radio, SDR) — радиопередатчик и/или радиоприемник, использующий технологию, позволяющую с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры, включая, в частности, диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность, за исключением изменения рабочих параметров, используемых в ходе обычной предварительно определённой работы с предварительными установками радиоустройства, согласно той или иной спецификации или системы. Сигнал на наиболее ранних стадиях приемника преобразуется в цифровой вид и в дальнейшем обрабатывается процессором. Это позволяет избавиться от массы аналоговых элементов схемы, часто дорогих или требующих тонкой настройки.

Первые SDR-приемники появились в 2010 году и изначально не пользовались популярностью. Однако с 2012 года RTL-SDR начал использоваться для приема аналогового и цифрового радио в УКВ диапазоне. В его основе лежит принцип программного декодирования предварительно оцифрованной полосы частот из эфира. Микросхема оцифровывает высокочастотный сигнал из антенного входа, а фильтрация и детектирование конкретной несущей из полученного цифрового потока поручается центральному процессору персонального компьютера, которые в то время уже выполняли огромное количество операций за малый период времени.

Придание огласки информации о возможностях тюнеров, собранных на основе RTL2832U, произвела большой эффект для радиолюбителей всего мира, ведь с тех пор в их руках появилось мощнейшее средство радиомониторинга. Приемник покрывал диапазон от низкочастотного до ультракоротковолнового (УКВ) и не был ограничен ни типом модуляции, ни остротой настройки, обладал возможностью панорамного просмотра полосы более 3 МГц, а его стоимость не превышала 10 долларов США.

SDR-приемник и программа SDRSharp использовалась в рамках выполнения проекта, посвященному разработке наземной станции УКВ-диапазона для управления микроспутниками на низкоорбитальной околоземной орбите, который проводится в ДВФУ. Данный проект является уникальным и первым в своем роде, а конечной его целью является создание и функционирование станции для обмена данными со спутником, который будет запущен на орбиту уже в начале следующего года.

Интерфейс программы выглядит следующим образом. В левой части выбирается вид модуляции, устанавливается ширина полосы, способ фильтрации и ряд других важных параметров. Здесь же в столбик указаны все установленные плагины, которые указаны в раскрывающемся меню. В правой части программы можно регулировать величину панорамного просмотра частоты, что позволяет отобразить наиболее удобную картину сигнала для восприятия и наблюдения, а также задавать нижний предел видимого сигнала (от -120 до -30 дБ).

Основное окно программы содержит верхнюю и нижнюю область. В верхней будет непосредственно отображаться сигнал в выбранном частотном диапазоне, устанавливаемым сверху, а в нижней области находится «водопад», который показывает уровень принимаемого сигнала цветом, где красный и фиолетовый – наиболее и наименее интенсивный уровень соответственно.

После изучения интерфейса программы и установки некоторых плагинов для лучшей работы приемника, переходим к прослушиванию радиоэфира.

В процессе работы удалось зафиксировать несколько радиостанций FM-диапазона, уровень сигнала был достаточно высок, отношение сигнал-шум доходило до 20 дБ, что обеспечивало качественный прием без помех. На рис. 1 отображены сигналы радиостанций.

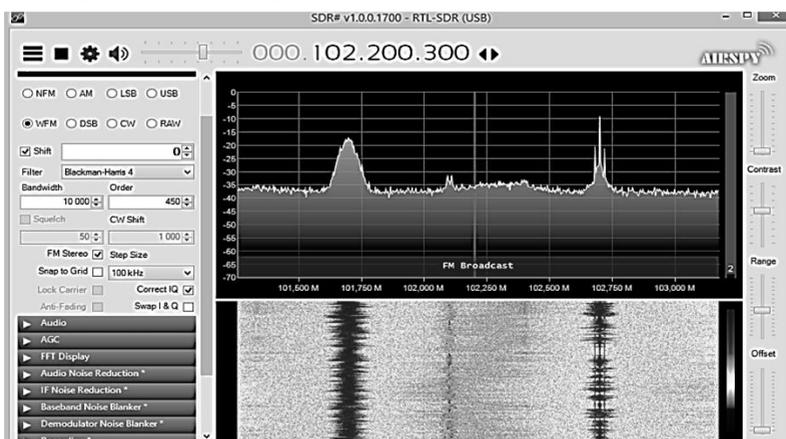


Рис. 1. Прием радиостанций FM-диапазона с помощью RTL – SDR

Однако антенна, идущая в комплекте с приемником, не позволяла прослушивать остальную часть эфира длительное время с приемлемым качеством. Даже прослушивать любительские радиостанции на 145 и 435 МГц, переговоры легчиков на 117-130 МГц и железнодорожников на 150-160 МГц оказалось трудной задачей. На рисунке 2 представлен спектр сигнала КВ диапазон (28 МГц), на котором сигнал виден, однако его четкий прием едва ли возможен. Данная проблема решается применением дипольных, квадрифилярных и других антенн, а также применением конверторов и усилителей.

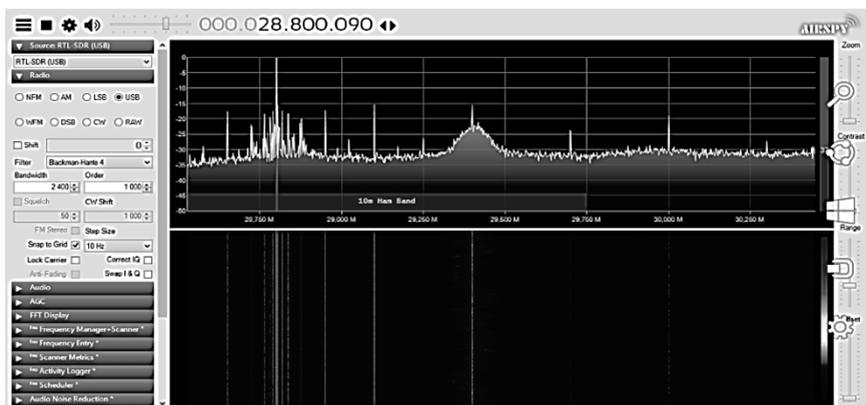


Рис. 2. Прием сигнала КВ-диапазона частотой 28 МГц

В рамках проекта была сконструированы 2 директорные антенны на 145 и 435 МГц, на которые предстояло принять сигнал со спутников NOAA, а также записать его. Данные спутники метеорологические, их основная задача – изучение мирового океана и атмосферы с целью предупреждения населения о возможных природных катастрофах. На рис. 3 представлен данный сигнал, над качеством приема которого еще предстоит поработать. Добавление в развернутую станцию усилителей и более удобное расположение относительно зданий должно решить проблему и получить высококачественный сигнал.

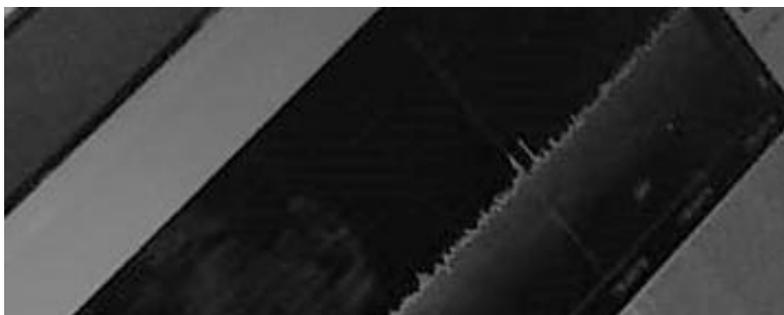


Рис. 3. Приём сигнала со спутника NOAA 18

Таким образом, в работе представлено исследование основных частотных диапазонов, принимаемых приемником RTL-SDR, показаны принятые сигналы в некоторых диапазонах, получена запись погодного спутника NOAA. Результаты работы могут быть использованы для продолжения подготовки станции УКВ диапазона к эксплуатации, в моей профессиональной области, а также, в учебных и образовательных целях.

Список литературы

1. Описание элементов управления и настроек SDRSharp. – URL: <http://rtl-sdr.ru/page/opisanie-elementov-upravlenija-i-nastroeek-sdrsharp>.
2. Еще раз о приеме КВ на RTL-SDR. – URL: <https://habr.com/ru/post/373465/>.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

**СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ
И ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ
И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И УСТРОЙСТВ»**

**SIMULATION OF MECHATRONIC SYSTEMS AND ELECTRIC DRIVE
WITH SEMICONDUCTOR CONVERTERS, ELECTROMECHANICAL AND
ELECTROPHYSICAL PROCESSES AND DEVICES**

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210dbc298.14572422
УДК 519.8, 621.31

А.А. Тяпин^{1,2}, Е.С. Кинев²
(г. Красноярск, ¹Сибирский федеральный университет,
²ООО Тепловые электрические системы)
А.А. Tyapin^{1,2}, E.S. Kinev²
(Krasnoyarsk, ¹Siberian Federal University, ²Thermal Electrical Systems Ltd.)

**IGBT-ИНВЕРТОР С БИПОЛЯРНОЙ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИМ
ДЛЯ ДВУХФАЗНОЙ ЛИНЕЙНОЙ МГД-МАШИНЫ**

**IGBT INVERTER WITH BIPOLAR SINUSOIDAL PWM
FOR TWO PHASE LINEAR MHD MACHINE**

Рассмотрены результаты моделирования электромагнитного режима двухфазного двухуровневого транзисторного инвертора при работе на укороченную линейную металлургическую МГД-машину.

The results of modeling the electromagnetic mode of a two-phase two-level transistor inverter when working on a shortened linear metallurgical MHD machine are considered.

Ключевые слова: транзисторный IGBT-инвертор, линейная МГД-машина, моделирование силовых цепей, двухфазная четырёхзонная обмотка.

Keywords: transistor IGBT inverter, linear MHD machine, modeling of power circuits, two-phase four-zone winding.

Введение. Транзисторные инверторы с регулируемой частотой тока получили широкое распространение в качестве источников питания индукционных машин (ИМ) для металлургии [1]. Это обусловлено их неоспоримыми достоинствами, экономичностью, невысокой стоимостью, надёжностью и несложной схемотехникой. Структура транзисторного частотного преобразователя уже стала классической и содержит входной выпрямитель с модулем сброса мощности, звено постоянного тока с накопителем энергии и силовое выходное звено – IGBT-инвертор. Исполнительные органы подобных комплексов – индукционные устройства (индукторы) с обмотками могут быть весьма разнообразными, например двухфазными, учитывая их применение в качестве линейных машин [2].

Такая особенность заставляет более внимательно отнестись к разработке инверторов, изменению их аппаратного оснащения, коррекции алгоритмов управления и модификации защит [3].

Постановка задачи. Специфика конструкции укороченных индукционных машин с магнитосвязанными обмотками и разомкнутым магнитопроводом [4] обуславливает несимметрию токов и магнитных потоков в индукторе комплекса электромагнитного перемешивания (ЭМП) расплава алюминия в печах. Искажение картины магнитного поля приводит к ухудшению тяговых характеристик индукторов и может быть скорректировано регулированием режима фаз источника питания [5]. Несмотря на дешевизну, применение традиционной трехфазной структуры силового звена преобразователя для двухфазной нагрузки приводит к неуравновешенности системы электропитания. Поэтому требуется предложить структуру двухфазного инвертора с возможностью независимого отдельного управления амплитудно-фазовыми характеристиками токов по упрощенным алгоритмам в разомкнутом контуре управления МГД-машиной.

Решение. Для перемешивателей среднего габарита с эквивалентным коэффициентом мощности 0,05 – 0,1 на частоте около 1 Гц используют частотные преобразователи, мощностью до 250 кВА при токах 50-250 ампер и напряжениях до 400 вольт. На первом этапе выполняют поиск оптимальных параметров электромагнитного поля индуктора по критерию наибольшего тягового усилия в расплаве. Для этого применяют математическое моделирование, согласно результатам которого, синтезируют инвертор. При выборе структуры силового звена применяют как трехплечевые, так и четырехплечевые схемы включения модулей [6]. Для гальванической развязки обмоток и упрощения алгоритма управления транзисторами, в двухфазном исполнении, более предпочтительно применить два независимых транзисторных моста. Независимое, согласованное управление амплитудно-фазовыми характеристиками силового звена удобно выполнить на основе двухполярной синусоидальной ШИМ [7, 8].

Некоторые результаты моделирования бегущего магнитного поля показаны на рис. 1. Эскиз модели в среде Maxwell показан на рис. 1, а. Картина векторного поля на днище ванны с расплавом алюминия представлена на рис. 1, б. Мгновенный срез вращающегося поля распределенных векторов объемной силы и плотности тока в расплаве при фазовом угле $+@/2$ обычно отображается цветными векторами. Интенсивность дифференциальных параметров соответствует цветовому тону, а конкретные значения показаны в таблицах на рис. 1, б.

По результатам моделирования поля для идеализированных условий первой итерации переходят к построению модели инвертора и исследованию его режимов с учетом характеристик обмотки, сердечника и рабочего тела.

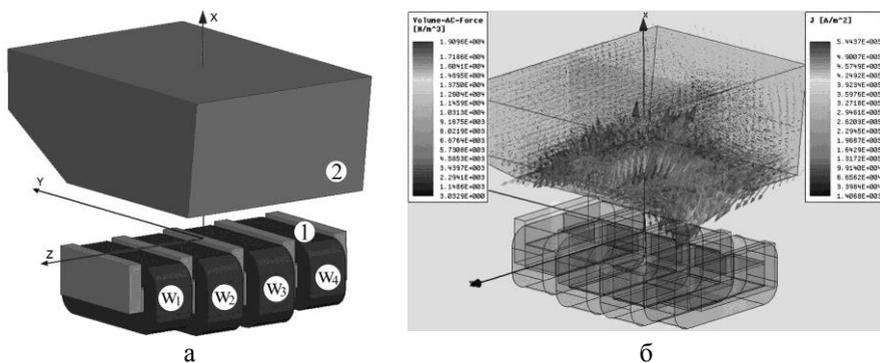


Рис. 1. Моделирование бегущего магнитного поля МГД-машины

ИМ чаще изготавливают в трёхзонном или четырёхзонном исполнении. Это обусловлено спецификой размещения двухходовых катушек на магнитопроводе [9]. В четырёхзонной конструкции (рис. 1) индукционная МГД-машина имеет четыре сосредоточенные обмотки, по 10 - 12 катушечных групп в каждой, локализованные между пятью зубцами. В такой конфигурации предусмотрено включение двухфазной обмотки с параметрами: число фаз $m = 2$, число пар полюсов $2p = 2$, число зубцов $Z = 5$, фазная зона МДС $\alpha = 90$.

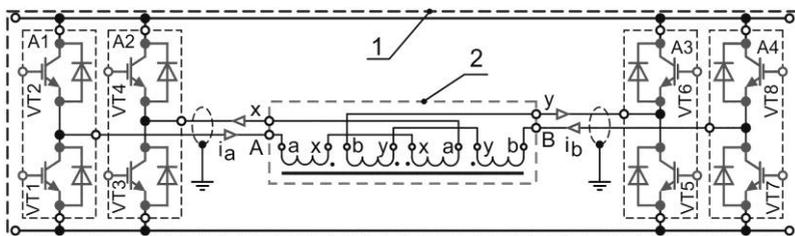


Рис. 2. Подключение двухфазного инвертора к четырёхзонной ИМ

Представленная на рис. 2 конфигурация силового модуля годится как для совмещенного исполнения индуктора с инвертором под печью, так и для отдельного модульного изготовления инвертора и размещения силового шкафа на площадке перед печью. Схема подключения силового звена частотного инвертора [10], построенного по четырехплечевой схеме на базе полумостов (A_1, A_2 , и A_3, A_4), к двухфазному четырёхзонному индуктору показана на рис. 1. Силовой модуль обозначен – 1, индукционная машина – 2. В предложенной конфигурации выполнен переход с упрощенной от трёхплечевой схемы, удобной при трёхфазной системе токов к разделному согласованному питанию по фазам, аналогичному четырехплечевой структуре [6, 11].

Пример структурной модели с выпрямителем, инвертором индуктором и системой управления на этапе синтеза показан на рис. 3. Для построения силового звена удобно использовать как средства соответствующих подсистем сред Maxwell или Ansys [3, 5], так и специализированное программное обеспечение Matlab Simulink [12]. С применением представленной модели выполняют разработку стратегии управления ключами, исследование состояний электрической схемы выпрямителя (ускоренного заряда - блок 3, перенапряжений звена постоянного тока, аварийного сброса мощности) и инвертора, а также определение основных интегральных параметров установившегося режима.

В структуре функции управления $u=f(U, \Theta)$ реализуются уравнения:

$$u_a^* = \sqrt{2}U_s \sin \Theta_e, \quad u_b^* = \sqrt{2}U_s \sin(\Theta_e - \pi/2).$$

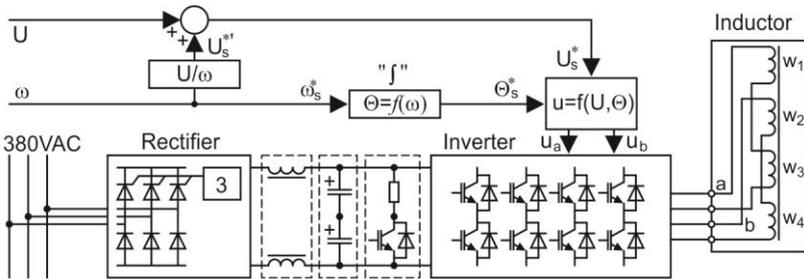


Рис. 3. Структура модели инвертора с двухфазной ИМ

При таком двухфазном питании сравнительно мощного индукционного оборудования есть возможность развязать фазы, поэтому по соображениям гибкости регулирования применять модификации трехплечевых схем и алгоритмов управления транзисторными модулями нецелесообразно. Последовательность переключения элементов силового модуля, учитываемую в алгоритмах управления [6, 10, 13], можно показать на примере работы мостового модуля. В анализе ШИМ-переключения транзисторов Q_{1-4} на рис. 4 следует учитывать состояние затвора (on/off) каждого ключа. Проводящее состояние элемента выделено жирным цветом, а выключенное состояние соответствует бледному изображению [14, 15]. Двухфазная схема силового звена, на базе согласованной пары двухплечевых инверторов представляется значительно более очевидной в сравнении с трехплечевой, как показано на рис. 4. В представленной конфигурации разрешенными оказываются два состояния ключей, в которых возможно раздельное существование тока по обмотке каждой фазы индуктора.

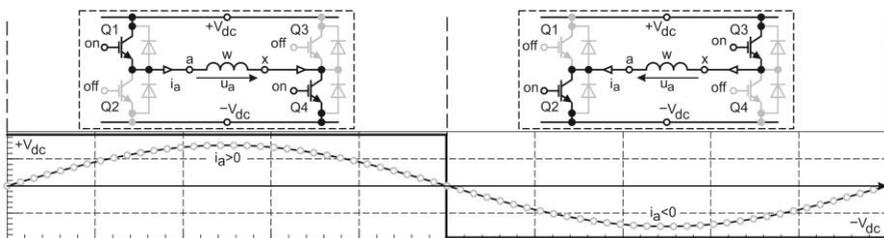


Рис. 4. Переключение состояний мостового звена инвертора

Алгоритм коммутации ключей должен учитывать текущее время и мгновенные токи обмоток, которые в идеализированном случае сдвинуты по фазе на $\pi/2$. Пример временных диаграмм мгновенных токов с разделением на четыре четверти фазового угла 2π , соответствующего полному обороту на символической плоскости показан на рис. 5. Ток фазы А зафиксирован с нулевым фазовым углом, а для фазы В угол задан значением 90 эл. градусов. В каждой четверти показаны эквивалентная схема обмоток ИМ с указанием магнитных связей для разомкнутого сердечника.

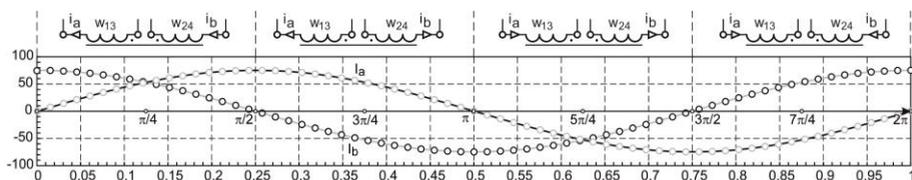


Рис. 5. Диаграммы мгновенных токов в фазах индукционной машины на периоде

При инверсии фазы любого из токов на каждой схеме (рис. 5) показано соответствующее изменение направления, требующее учета при создании стратегии управления ключами [10, 14, 16]. Алгоритм управления в рассматриваемом случае оказывается весьма жестким по сравнению с вариантом питания двухфазной нагрузки от трехфазного трехплечевое силового звена [6]. Нужно заметить, что конфигурация двухфазной силовой схемы при наличии гальванических связей оказывается неуравновешенной, что приводит к разработке мер противодействия симметричным составляющим обратной последовательности [2, 5]. В конструкции четырехзонного индуктора предусмотрена дополнительная обмотка W_4 , в которой за счет инверсии поля исходного тока создается намагничивающая сила F_y , уравновешивающая базовую систему векторов в фазовом пространстве, как показано на рис. 6.

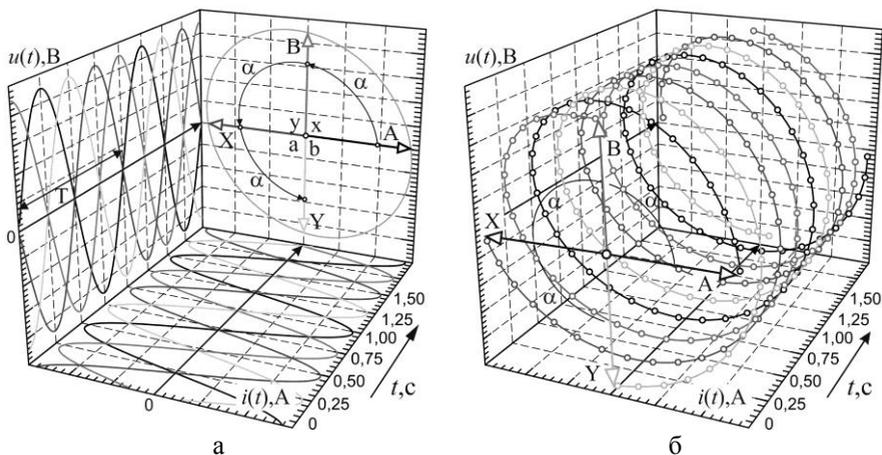


Рис. 6. Фазовые характеристики МДС обмоток МГД-машины

Предложенное гальваническое разделение фаз позволяет избежать негативных последствий в виде искажения системы напряжений источника питания. Конструктивные мере согласования магнитного включения обмоток четырехзонного индуктора позволяют получить уравновешенную систему МДС. Подобным решением удастся сбалансировать электромагнитный режим и понизить уровень вибраций на частоте около 1 Гц.

Заключение. Предложенная структура транзисторного инвертора для двухфазной металлургической МГД-машины позволяет реализовать уравновешенную электромагнитную систему, пригодную для технологии электромагнитного перемешивания расплава алюминия. Применение двухплечевых мостовых модулей обеспечивает раздельное управление режимом фаз, что служит определяющим фактором для симметрирования поля индуктора с разомкнутым магнитопроводом и повышения тяговой эффективности МГД-машины. Выбор наиболее простой стратегии управления ключами и разомкнутая структура контура управления инвертора обеспечивают невысокую стоимость и надлежащую надежность работы оборудования. Результирующую оценку сравнительной эффективности Инвертора для двухфазной и трехфазной конфигураций индуктора выполняют по результатам математического моделирования электромагнитного поля для обоих решений с учетом гидродинамики расплава алюминия.

Список литературы

1. *Tyapin A.A., Kinev E.S.* Flat two-phase linear induction MHD machine for metallurgical purposes. American Scientific Journal. New York, USA. 2019, No 27. Vol.1, pp. 61-67.

2. *Tyapin A., Kinev E.* The magnetic field of a multi-phase induction device with switching windings from a triangle to a star. Norwegian Journal of development of the International Science. Oslo, 2019, No 29. Vol. 1. pp. 45 – 52. ISSN 3453-9875.

3. *Кинев, Е.С.* Схемотехника подключения IGBT-инвертора к многофазной индукционной машине / Е.С. Кинев, А.А. Тяпин // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. (Брянск, 24-25 октября 2018 г.). – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – С. 208-215. – DOI: 10.30987/conferencearticle_5c19e61d557532.76134464.

4. *Tyapin A.A., Kinev E.S.* Four-zone linear induction machine with two-phase power. Austrian Journal of Technical and Natural Sciences. Vienna, 2019, No3-4, pp. 38-44. ISSN 2310-5607.

5. *Тяпин, А.А.* Частотные характеристики укороченных трехфазных индукционных МГД-машин / А.А. Тяпин, Е.А. Головенко, Е.С. Кинев // Передовые инновационные разработки. Перспективы и опыт использования, проблемы внедрения в производство: сб. науч. ст. по итогам шестой международной научной конференции (Казань, 31 июля 2019 г.). – Казань, ООО «Конверт», 2019. – Ч.1. – С. 163-171.

6. *Мещеряков, В.Н.* Разработка алгоритма управления трехфазным элементом двухфазного электропривода для снижения числа коммутаций ключевых элементов / В. Н. Мещеряков, А.С. Белоусов // Вестник ИГЭУ, 2019. – Вып. 3. – С. 49-61.

7. *Abdel-Rahim N.M.B., Shaltout A.* An unsymmetrical two-phase induction motor drive with slip-frequency control. IEEE Transactions on energy conversion. 2009. V. 24, no. 3. – pp. 608–616.

8. *Jang D. H.* PWM methods for two-phase inverters. IEEE industry Applications magazine. – 2007. – V. 13, no. 2. – pp. 50–61.

9. *Тяпин, А.А.* Двухфазная линейная индукционная МГД-машина трехзонной конструкции / А.А. Тяпин, Е.С. Кинев // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2019. – № 7. – С. 38-48. – ISSN: 2074-9635.

10. *Белоусов, А.С.* Алгоритм управления инвертором двухфазного тока / А.С. Белоусов, А.В. Кокорев, А.А. Муравьев // Современные сложные системы управления. – 2017. – С. 91–96.

11. *Мещеряков В. Н.* Анализ инверторов тока и напряжения с системами релейного управления // Вести высших учебных заведений Черноземья. – 2016. – № 2. – С. 13–18.

12. *Shaffer R.* Fundamentals of Power Electronics with MATLAB. Charles River Media, Boston, Massachusetts. USA, 2007, 401 p. ISBN: 1-58450-852-3.

13. *Jang D.H.* Problems incurred in a vector-controlled single-phase induction motor, and a proposal for a vector-controlled two-phase induction motor as a replacement // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – V. 28, no. 1. – P. 526–536.

14. *Bose B. K.* Power Electronics and Motor Drives. Advances and Trends. Academic Press is an imprint Elsevier Inc. San Diego, California. USA, 2006, 935 p. ISBN: 978-0-12-088405-6.

15. *Wilamowski B. M., Irwin J. D.* The Industrial Electronics Handbook. Power electronics and motor drives. Taylor and Francis Group, LLC. Boca Raton, London, New York. USA, 2011, 974 p.

16. *Williams B. W.* Principles and Elements of Power Electronics. Devices, Drivers, Applications and Passive Components. Glasgow. United Kingdom, 2006, 1432 p. ISBN: 978-0-9553384-0-3.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028210e8b7f4.65359949
УДК 621.3

А.П. Корнеев, Р.Я. Давлетбаев
(г. Могилев, Белорусско-Российский университет)
A.P. Korneev, R.Ya. Davletbaev (Mogilev, Belarusian-Russian University)

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО УСКОРИТЕЛЯ МАСС ГАУССА

DEVELOPMENT OF ELECTROMAGNETIC ACCELERATOR OF THE MASSES OF GAUSS

Рассмотрены виды ускорителей масс Гаусса. Представлены формулы для расчета пушки Гаусса. Рассмотрены трудности применения пушки Гаусса. Представлены преимущества и недостатки применения пушки Гаусса.

The types of Gauss mass accelerators are considered. Formulas for calculating a Gaussian gun are presented. The difficulties of using a Gauss gun are considered. The advantages and disadvantages of using a Gauss gun are presented.

Ключевые слова: электромагнитный ускоритель масс, рельсотрон, пушка Гаусса.

Keywords: electromagnetic mass accelerator, railgun, Gaussian gun.

Существует два вида ускорителей масс Гаусса: рельсотрон и пушка Гаусса.

Рельсотрон состоит из двух параллельных рельс, подключенных к источнику постоянного тока высокой мощности. Разгоняемая “снаряд” располагается между электродами, замыкая электрическую цепь, и приобретает ускорение по закону Ампера. Сила Ампера действует и на электроды, приводя их к взаимному отталкиванию [1].

При создании рельсотрона мы можем столкнуться со списком трудностей: 1) импульс тока должен быть высокой мощности;

2) импульс тока должен быть как можно меньшей длительности (чтобы снаряд не был уничтожен до возникновения ускоряющей силы разгоняющей его). На снаряд или плазму так же действует сила Ампера. Важна сила тока для получения необходимой индукции магнитного поля, и важен сам ток, протекающий через снаряд (перпендикулярно силовым линиям индукции магнитного поля). Для протекания тока через снаряд материал снаряда (часто используется ионизированный газ сзади лёгкого полимерного снаряда) и направляющие должны обладать [2]:

- как можно более высокой электропроводностью,
- снаряд — как можно меньшей массой,

-источник тока — как можно большей мощностью и меньшей индуктивностью.

Одну из разновидностей электромагнитного ускорителя масс называют пушка Гаусса. Которая названа по имени немецкого учёного Карла Гаусса, заложившего основы математической теории электромагнетизма [1].

Пушка Гаусса состоит из катушки(соленоида), внутри которого находится ствол (как правило, из диэлектрика стекло, пластмасса, керамика и т.д.). В одну сторону “стволика” (ближней к катушке) вставляется ферромагнитный снаряд (железо). При поступлении электрического тока в цепь соленоида вокруг его возникает электромагнитное поле, которое и разгоняет снаряд, «втягивая» его внутрь соленоида(электромагнитное поле активно пока снаряд не достигнет середины длинны катушки) [2].

Так как на концах снаряда при воздействии магнитного поля образуются полюса, ориентированные согласно полюсам катушки, из-за чего после прохождения снарядом центра соленоида он притягивается в обратном направлении, то есть тормозится.

Если в тот момент, когда снаряд окажется в середине соленоида ток в нем отключить, то втягивающее магнитное поле исчезнет и снаряд, набравший скорость, свободно вылетит через другой конец обмотки. Чтобы снаряд вылетел с как можно более высокой скоростью необходимо иметь как можно более высокий ток и как можно меньшее время отключения магнитного поля при достижении снарядом центра катушки.

В пушке Гаусса разгоняемая масса (снаряд) проходит через магнитную катушку (соленоид) вследствие разрядки на его емкости конденсатора. Причем разгоняемая масса должна быть ферромагнетика, а ствол из диэлектрика. Для разгона снаряда до более высоких скоростей можно использовать несколько соленоидов, что скажется на габаритных размерах и электропотреблении устройства [3].

Энергия, запасаемая в конденсаторе, рассчитывается по формуле:

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2}$$

Кинетическая энергия снаряда (пули), рассчитывается по формуле:

$$E = \frac{m \cdot v^2}{2}$$

Время разряда конденсаторов, рассчитывается по формуле:

$$t = \frac{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}{2}$$

Время работы катушки индуктивности, рассчитывается по формуле:

$$t = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

Число витков соленоида можно рассчитать как вручную, пользуясь формулами так и при помощи программы femm, которая находится в общем доступе, в сети интернет.

Параметры обмотки, снаряда и конденсаторов должны быть согласованы таким образом, чтобы при выстреле к моменту подлета снаряда к середине обмотки ток в последней уже успевал бы уменьшиться до минимального значения, т.е. заряд конденсаторов был бы уже полностью израсходован. В таком случае КПД одноступенчатого электромагнитного ускорителя будет максимальным.

Рассчитаны все элементы электрические и механические параметры экспериментальной установки. Собран действующий опытный образец, который представлен на конференции. Также продемонстрировано полноценное функционирование данного устройства.

На практике же Гаусс пушка представляет собой катушку с определенным количеством витков медной проволоки и конденсатор (либо любой другой элемент способный накапливать и испускать накопленную электрическую энергию за ничтожно малый промежуток времени). Внутри трубки устанавливается железный снаряд (часто гвоздь со спиленной шляпкой либо железная или стальная болванка определенных размеров) и предварительно заряженный конденсатор, который при помощи электрического ключа замыкается на обмотку [2].

Пушка Гаусса по сравнению с другими видами стрелкового вооружения имеет ряд преимуществ. Это отсутствие гильз и неограниченность в выборе начальной скорости и энергии боеприпаса, возможность бесшумного выстрела (если скорость достаточно обтекаемого снаряда не превышает скорости звука) в том числе без смены ствола и боеприпаса, практически полное отсутствие отдачи (если нет дополнительного импульса от пороховых газов или движущихся частей), теоретически, большая надёжность и, в теории, износостойкость, а также возможность работы в любых условиях, в том числе в безвоздушном пространстве.

Однако, несмотря на кажущуюся простоту и надёжность пушки Гаусса, использовать её в качестве оружия нецелесообразно и имеет ряд трудностей, главная из которых: большие затраты энергии [3].

Первая и основная трудность — низкий КПД. Лишь 1-7 % заряда энергии конденсаторов переходят в кинетическую энергию снаряда. Этот недостаток можно компенсировать использованием многоступенчатой системы разгона снаряда, но в любом случае КПД редко достигает 27 %.

Вторая трудность — большой расход энергии (из-за низкого КПД).

Третья трудность (следует из первых двух) — большой вес и габариты установки при её низкой эффективности (из-за несовершенства технологий).

Четвёртая трудность — достаточно длительное время накопления батареи конденсаторов заряда, что заставляет вместе с пушкой Гаусса носить и источник питания (как правило, мощную аккумуляторную батарею), а также высокая их стоимость.

Теоретически можно увеличить КПД установки, используя сверхпроводящие элементы, но тогда потребуется система охлаждения, которая так же внесет ряд трудностей. Или же использовать заменяемые батареи конденсаторов.

Пятая трудность — с увеличением скорости снаряда время действия магнитного поля, за время пролёта снарядом соленоида, существенно сокращается, что приводит к необходимости не только заблаговременно включать каждую следующую катушку многоступенчатой системы, но и увеличивать мощность её поля пропорционально сокращению этого времени.

Электромагнитный ускоритель масс Гаусса упоминается как в произведениях так и во многих видеоиграх таких как: STALKER-Гаусс Пушка, CRYSIS, fallout, starcraft–Карабин Гаусса, Battlefield – Railgun, DOOM, и т.д. хотя в последних двух случаях это более рельсотрон чем Пушка Гаусса [3].

Вывод: Электромагнитный ускоритель масс Гаусса перспективное устройство, но в реалиях настоящего времени полезное в качестве стационарного устройства или лабораторного стенда, это связано с несовершенством технологий. Чтобы поднять характеристики устройства (скорость снаряда) требуется увеличить ёмкость батареи и конденсаторов и также их номинальное напряжение и использовать несколько катушек для разгона. Неотъемлемым плюсом являются практически полное отсутствие отдачи и бесшумный “выстрел”.

Список литературы

1. *Агеев, А.* Электромагнитная пушка: оружие будущего // Сайт Техкульт, 21 августа 2014.
2. Реактивное движение при газовом разряде от внешнего токопровода (рус.) // Письма в ЖТФ. – 1989. – Т. 13, № 15.
3. *Титков, О.* Магнитные войны // Популярная механика. – 2017. – № 7. – С. 76-80.

Материал поступил в редколлегию 06.10.19.

Г.В. Малинин¹, А.Г. Сергеев²

(г. Чебоксары, ¹Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова,

²ОАО Всероссийский научно-исследовательский институт релестроения с опытным производством («ВНИИР»))

G.V. Malinin¹, A.G. Sergeev² (Cheboksary, ¹Chuvash State University named after I.N. Ulyanov, ²All-Russian Research Institute of Relocation with Pilot Production (VNIIR))

СИФУ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ

PULSE-PHASE CONTROL SYSTEM WITH AUTOMATIC SYNCHRONIZATION

Представлено имитационное моделирование системы импульсно-фазового управления с автоматической синхронизацией. Приведены результаты моделирования.

The simulation of a pulse-phase control system with automatic synchronization is presented. The simulation results are given.

Ключевые слова: система импульсно-фазового управления, тиристоры, импульсы управления, синхронизация.

Keywords: pulse-phase control system, thyristors, control pulses, synchronization.

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) широко применяется в системах автоматического управления различными объектами [1], например, в трехфазном тиристорном управляемом выпрямителе (УВ) (рис. 1). Для правильной работы УВ необходимо, чтобы фазы силовой сети (A, B, C) совпадали с фазами синхронизации в СИФУ (a, b, c). От ошибочного подключения фаз сети и СИФУ применяются защиты от неправильного чередования фаз и от несовпадения силовых фаз и фаз синхронизации. В [2] показано, что с применением микропроцессорной техники возможна автосинхронизация УВ и его работа при любом сочетании силовых фаз и фаз синхронизации.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: A, B, C - клеммы УВ для

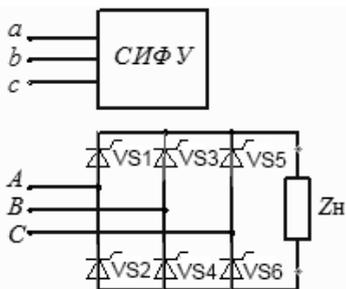


Рис. 1. Управляемый выпрямитель с СИФУ

подключения соответствующих фаз силовой сети; a, b, c - клеммы для подключения синхронизирующих напряжений к СИФУ. Учитывая, что сочетания ABC, BCA и CAB являются прямой последовательностью фаз, а ACB, BAC, CBA - обратной, всевозможное количество комбинаций фаз силовой сети и

фаз синхронизации равно 12 [2]. Импульсы управления тиристорами привязаны к синхронизирующим напряжениям. Так, после перехода через ноль фазы a отсчитывается угол управления для тиристора VS1, после v – для VS3, после c – для VS5. При правильном подключении фаз силовых и синхронизирующих напряжений (комбинация $ABC-abc$) СИФУ будет функционировать штатно, и импульсы управления будут выдаваться на соответствующие тиристоры таким образом, что на выходе УВ формируется напряжение с заданным уровнем среднего значения. Обычно синхронизирующее напряжение $U_{\text{синх}}$ фаз a, b, c , отстает на 30 эл. град. относительно соответствующих силовых фаз. При использовании согласующих трансформаторов этот угол может быть другим в зависимости от групп обмоток трансформатора.

При неправильной последовательности силовых фаз и (или) фаз синхронизации (любая другая комбинация кроме $ABC-abc$) могут возникнуть аварийные ситуации, так как СИФУ будет выдавать импульсы по внутренним (a, v, c) напряжениям синхронизации. В качестве примера рассмотрим работу УВ при работе на активную нагрузку с углом управления 45 эл. град. и подключении силовых фаз к клеммам A, B, C в последовательности ACB , а фаз синхронизации - к клеммам a, v, c в последовательности vsa . Для исследования СИФУ была разработана имитационная модель в среде Simulink-Matlab (рис. 2). Модель СИФУ реализована с помощью блока S-функция.

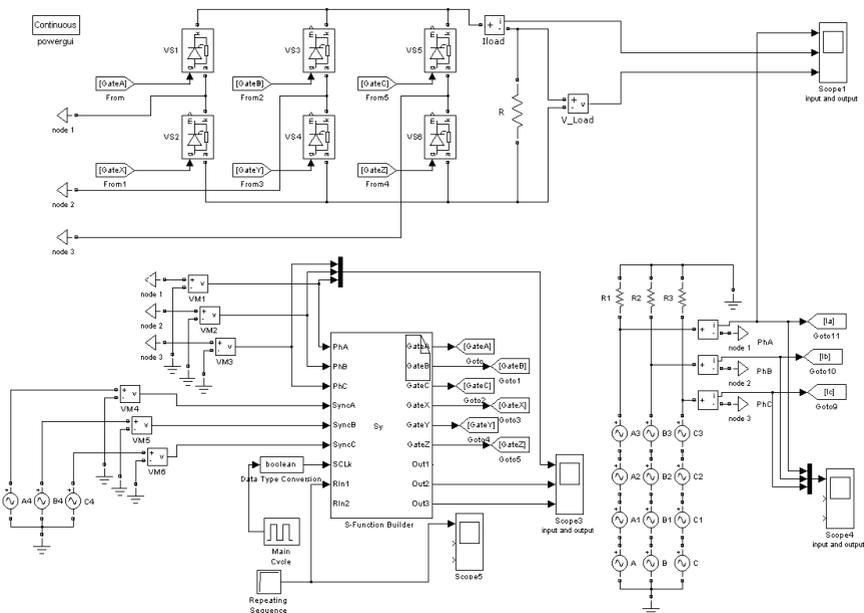


Рис. 2. Модель управляемого выпрямителя с СИФУ в Simulink-Matlab

На рис. 3 приведены результаты моделирования УВ с СИФУ без автосинхронизации при правильном подключении фаз (комбинация $ABC-abc$) и неправильном подключении ($ACB-bca$) с углом управления 45 эл. град. Из рис. 2, б видно, что выходное напряжение не равно заданному. Это связано с тем, что импульсы управления привязаны к внутренним клеммам a, b, c .

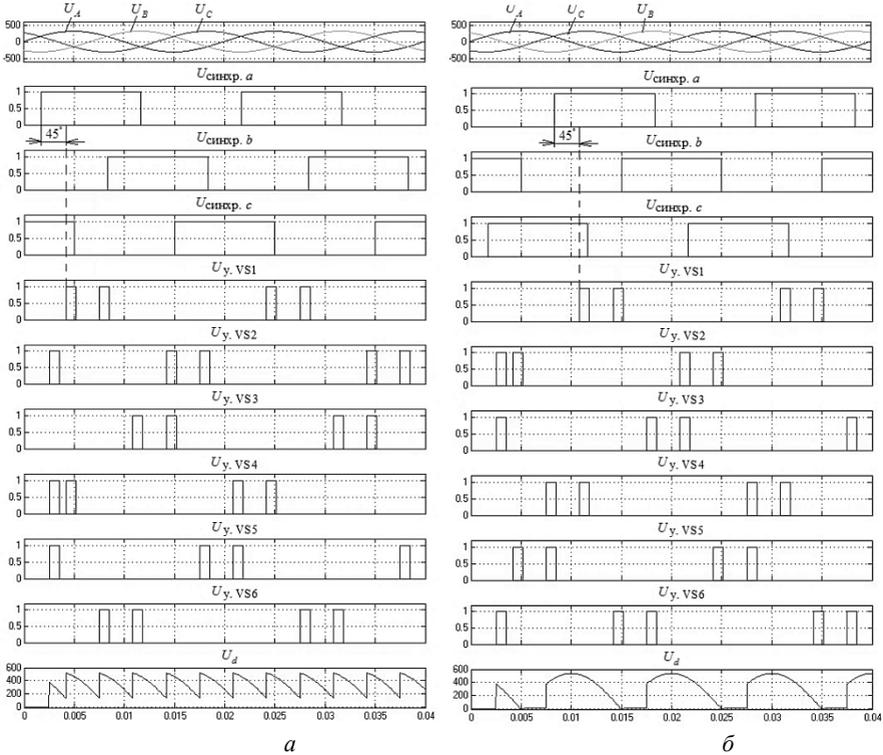


Рис. 3. Временные диаграммы работы УВ с СИФУ без автосинхронизации при правильном подключении фаз (а) и неправильном подключении фаз (б)

Если в СИФУ последовательность импульсов управления изменить, как предложено в табл.2 [2], то даже при неправильной комбинации можно получить заданное значение среднего напряжения УВ. Последовательность выдачи импульсов при комбинациях фаз $ABC-abc$ и $ACB-bca$ приведена в табл. 1.

Таблица 1. Последовательность выдачи импульсов при разных комбинациях фаз

фаза синхронизации внутр. комбинации фаз на входе	a	z	b	x	c	y
$ABC - abc$	VS1/VS4	VS1/VS6	VS3/VS6	VS3/VS2	VS5/VS2	VS5/VS4
$ACB - bca$	VS5/VS4	VS5/VS2	VS3/VS2	VS3/VS6	VS1/VS6	VS1/VS4

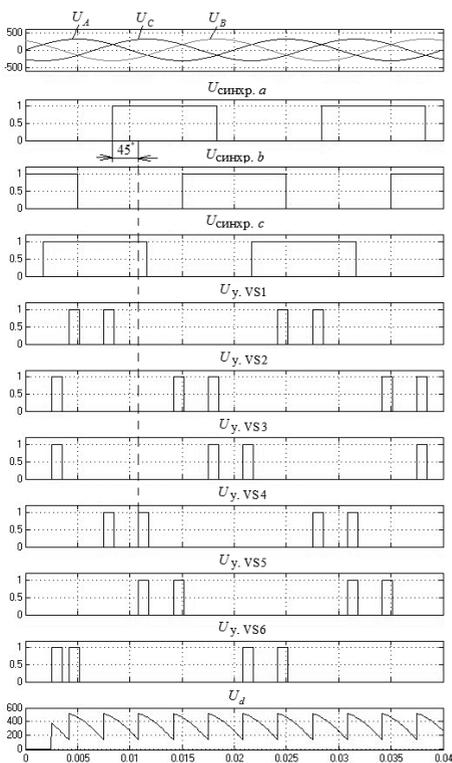


Рис. 4. Временные диаграммы работы УВ с СИФУ с автосинхронизацией при неправильном подключении фаз (комбинация АСВ-вса)

На рис. 4 приведены результаты моделирования УВ с СИФУ с автосинхронизацией для комбинации фаз АСВ-вса с углом управления 45 эл. град. Последовательность выдачи импульсов управления на тиристоры соответствует второй строке табл. 1. Алгоритм автосинхронизации СИФУ реализован в блоке S-функция на рис. 2.

Как видно из временных диаграмм, если импульсы управления на тиристоры подавать в другой последовательности, то даже при неправильном подключении фаз синхронизации и силовых фаз на выходе УВ будет заданное среднее значение напряжения. Предложенный алгоритм автосинхронизации можно применить в СИФУ и для других типов УВ, построенных по трехфазной нулевой схеме, однофазной, а также в СИФУ для устройств плавного пуска электродвигателей и многопульсных преобразователей.

Список литературы

1. Иванов, А.Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями / А.Г. Иванов, Г.А. Белов, А.Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш.ун-та, 2010. – 448 с.
2. Сергеев, А.Г. Автосинхронизация управляемого выпрямителя / А.Г. Сергеев, В.Л. Арзамасов, Г.В. Малинин // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 10-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. – С. 113-117.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

В.Р. Мукаева, Е.В. Парфенов, Р.Ю. Мукаев, М.В. Горбатков
(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)
V.R. Mukaeva, E.V. Parfenov, R.Yu. Mukaev, M.V. Gorbatkov
(Ufa, Ufa State Aviation Technical University)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРА ПРИ ПЭО МАГНИЯ ПРИ ИЗУЧЕНИИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ГЛАВ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

MODELING OF THE ELECTROLYZER ELECTRIC FIELD FOR PEO
OF MAGNESIUM FOR THE STUDY OF SPECIAL CHAPTERS
OF ELECTRICAL ENGINEERING

Рассмотрен вопрос моделирования распределения электрического поля в электролизере в ходе плазменно-электролитического оксидирования магниевого сплава для мотивации и формирования профессиональных компетенций у студентов при изучении электротехнических дисциплин.

The issue of modeling the distribution of the electric field in the electrolyzer during the plasma-electrolytic oxidation of a magnesium alloy for the motivation and formation of professional competencies for students in the study of electrical engineering disciplines is considered.

Ключевые слова: модель электрического поля, оксидирование, магний.

Keywords: electric field model, oxidation, magnesium.

В процессе формирования профессиональных компетенций у студентов одной из основных установок для преподавателей вуза должна быть интеграция учебной и научной деятельности. Обучение можно считать завершенным успешно, если студент после окончания вуза способен самостоятельно решать комплексные практические задачи. Авторами приведена подобная задача, на примере упрощенного моделирования поля процесса плазменно-электролитического оксидирования (ПЭО) магниевого сплава с использованием программного пакета ELCut Professional для вузов (<https://elcut.ru>). ПЭО магниевых сплавов – современных технологический процесс, перспективный в области разработки временных имплантатов для остеосинтеза [1] и автомобилестроения. Решение данной задачи способствует формированию навыков проектирования электротехнологических процессов на производстве.

Распределение электрического поля в электролите вычисляется как в линейной проводящей среде и описывается уравнением Лапласа [2]: $\nabla^2 \varphi = 0$, или в декартовой системе координат для плоскопараллельных полей

$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} + \frac{d^2 \varphi}{dy^2} = 0.$$

Программа ELCUT позволяет решить данное уравнение численно с использованием метода конечных разностей (или метода сеток). В среде

ELCUT для решения задачи анализа поля в электролизере процесса ПЭО магниевого сплава необходимо выбрать тип задачи «Электрическое поле постоянных токов». С помощью геометрических фигур составить чертеж и задать свойства блоков «Катод», «Анод» и «Электролит». Ванна электролизера включается в электрическую цепь в качестве катода с потенциалом 0 В, а обрабатываемая деталь – в качестве анода с потенциалом 470 В. Удельная проводимость электролита, водного раствора фосфата натрия составляет 0,82 См/м. Зададим размер пластины – оксидируемой детали для построения модели 20x2x15 мм (площадь поверхности 7,1 см²).

На градиентном изображении рис. 1 (а) показано распределение плотности тока в электролизере в области анода в начальный момент обработки, а на рис. 1 (б) показано распределение плотности тока по контуру L на поверхности детали. Из рисунка видно, что плотность тока на краях прямоугольной детали превышает значения в центре в 3-3,5 раза.

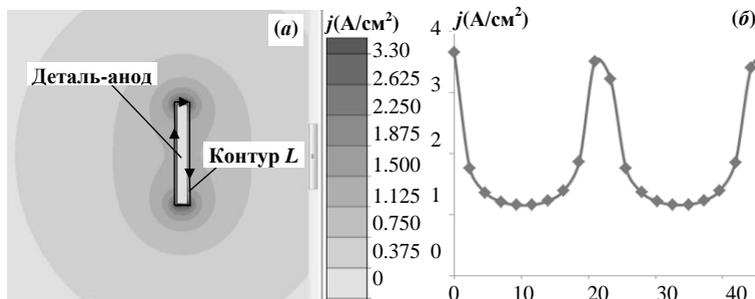


Рис.1. Картина поля (а), график распределения плотности тока (б)

На данном примере студенты могут наблюдать расположение эквипотенциалей и направление векторов напряженности, оценить неравномерность плотности тока на поверхности образца в зависимости от её формы, расположения катода и проводимости электролита. На кафедре теоретических основ электротехники УГАТУ имеется экспериментальная установка, на которой студенты могут наблюдать описанный технологический процесс и сопоставить влияние рассчитанного по модели плотности тока на толщину и качество получаемого ПЭО-покрытия.

Исследование ПЭО магниевых сплавов осуществляется в рамках работы по программе Стипендии Президента РФ СП-1962.2019.4.

Список литературы

1. Zheng, Y.F. Biodegradable metals / Y.F. Zheng, X.N. Gu, F. Witte // Mater Sci Eng R Rep. - 2014. - № 77. –P. 1-34.
2. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле / Л.А. Бессонов. - М.: Гардарики, 2001.– 317 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

А.Г. Надточей, Г.А. Федяева, П.С. Татуйко, А.И. Беззубенко
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
A.G. Nadtochei, G.A. Fedyeva, P.S. Tatuiko, A.I. Bezzubenko
(Bryansk, Bryansk State Technical University)

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕХАНИЗМА ПЕРЕДВИЖЕНИЯ МОСТОВЫХ КРАНОВ

INCREASE OF ENERGY EFFICIENCY OF THE ELECTRIC DRIVE OF THE MECHANISM OF MOVEMENT OF BRIDGE CRANES

Представлены основные направления повышения энергоэффективности механизма передвижения мостовых кранов, приведены принципы построения комплексной модели для отработки энергоэффективных алгоритмов управления электроприводом механизма передвижения.

The basic directions of increase of efficiency of the mechanism of movement of bridge cranes, are the principles of building a comprehensive model for developing energy efficient algorithms for electric drives control the movement mechanism.

Ключевые слова: мостовой кран, механизм передвижения, электропривод, энергоэффективность, комплексная модель.

Keywords: bridge crane, movement mechanism, electric drive, energy efficiency, complex model.

Мостовые краны широко применяются в промышленности и являются одной из самых распространённых подъёмно-транспортных машин. Они используются при монтажных, ремонтных, погрузочно-перегрузочных и других работах. Большинство мостовых кранов, находящихся в эксплуатации, имеют электрический привод и релейно-контакторную систему управления [1;2]. Условия работы кранов, как правило, тяжёлые и сопровождаются высокими статическими и динамическими нагрузками, ведущими к повышению эксплуатационных затрат из-за износа оборудования и увеличения расхода электроэнергии.

В целях повышения энергоэффективности возможно совершенствование электропривода механизма передвижения мостовых кранов по следующим основным направлениям:

- снижение электрических потерь в пускорегулирующей аппаратуре за счёт внедрения частотно-регулируемого асинхронного электропривода;
- снижение сопротивления движению и динамических нагрузок путём коррекции перекаса и поперечного смещения моста;
- снижение тока, потребляемого частотно-регулируемым асинхронным электроприводом за счёт оптимизации электропривода по критерию минимума тока статора асинхронного двигателя.

Для реализации энергоэффективной системы управления мостовым краном предлагается дополнить векторную систему управления асинхронными двигателями механизма передвижения моста или систему DTC [3;4] блоком энергоэффективного управления (БЭУ), в котором реализованы основные направления повышения энергоэффективности. В данный блок поступают сигналы с датчиков, измеряющих расстояние от рамы крана до рельса вблизи каждого из четырёх колёс моста, а также сигналы задания на электромагнитный момент асинхронных двигателей, вырабатываемые системой управления. Микропроцессорная система БЭУ анализирует режим работы крана и вырабатывает управляющие сигналы, корректирующие перекас и поперечное смещение моста, а также изменяющие задание на магнитный поток асинхронного двигателя по энергосберегающему алгоритму.

Для анализа функционирования предлагаемой системы электропривода необходима модель механической подсистемы мостового крана, выполненная с высокой степенью детализации, совмещённая с моделью электронной системы управления. Модель механической части крана разработана в программном комплексе (ПК) Универсальный механизм (УМ) [5] (рис. 1).

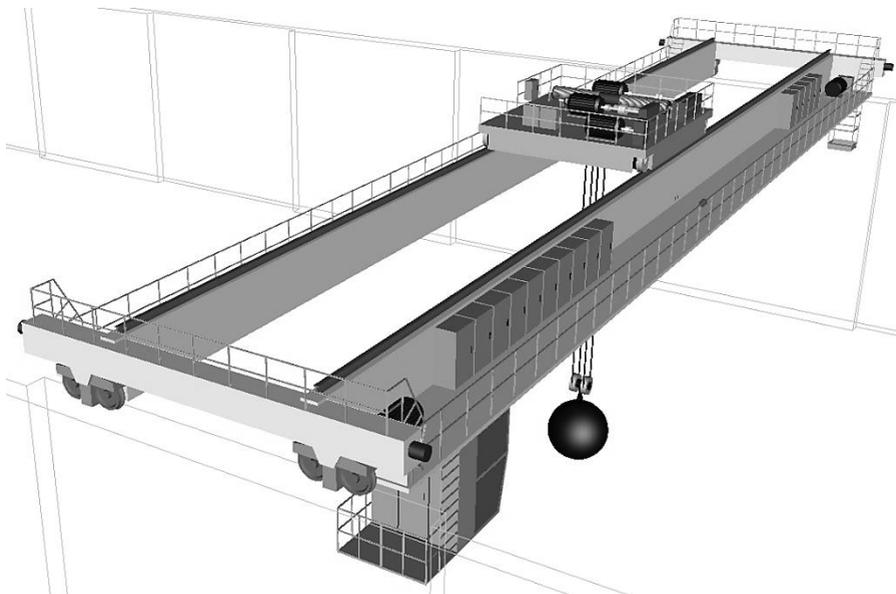


Рис. 1. Модель мостового крана в УМ

В модели учтены основные возмущающие факторы, проявляющиеся в процессе движения крана и влияющие на возникновение перекоса и поперечного смещения: разница нагрузок на опоры моста, определяемая изменением положения груза и несимметрией конструкции крана; колебания груза; проскальзывание в контакте колесо-рельс; возможные расхождения диаметров крановых колёс и дефекты укладки подкрановых путей.

Модель системы управления механизмом передвижения разработана в отечественном ПК SimInTech [6], она включает силовую и управляющую подсистемы электропривода с учётом коррекции перекоса моста, предотвращающей поперечное смещение и трение скольжения колёс о реборды рельса, и возможностью оптимизации потока при снижении нагрузки. Совмещение моделей электрической и механической части крана производится при помощи специального интерфейса, разработанного в лаборатории Вычислительной механики Брянского государственного технического университета [7]. Моделирование с использованием разработанной комплексной модели позволит совершенствовать алгоритмы энергоэффективного управления механизмом передвижения.

Список литературы

1. *Гохберг, М.М.* Справочник по кранам: в 2 т. /В.И. Брауде, М.М. Гохберг, И.Е. Звягин и др.; под общ. ред. М.М. Гохберга. – М.: Машиностроение, 1988.
2. *Белов, М.П.* Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учебник для вузов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 576 с.
3. *Федяева, Г.А.* Частотно-токовая система релейно-векторного управления асинхронным электроприводом механизма передвижения мостового крана/ Г.А. Федяева, Т.В. Смородова, Д.В. Кочевин, Д.В. Конохов // Вестник Брянского гос. техн. ун-та. – 2015. – № 4. – С. 91-99.
4. *Надточей, А.Г.* Применение системы прямого управления моментом в системе механизма передвижения мостового крана / А.Г. Надточей, Г.А. Федяева // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. (Брянск, 24-25 октября 2018 г.). – Брянск, 2018. – Т 1 – С. 222-225.
5. *Погорелов, Д.Ю.* Компьютерное моделирование динамики технических систем с использованием программного комплекса «Универсальный механизм» // Вестник компьютер. и информ. технологий. – 2005. – № 4. – С. 27-34.
6. Программный комплекс SimInTech. – URL: <http://simintech.ru/>.
7. Программный комплекс «Универсальный механизм». – URL: www.universalmechanism.com.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

И.С. Полющенко

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

I.S. Polyushenkov (Smolensk, Branch of NRU MPEI in Smolensk)

РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СО СКАЛЯРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

DEVELOPMENT OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH SCALAR CONTROL

Приведены материалы по разработке асинхронного электропривода со скалярным управлением. Описаны технические решения, связанные с проектированием программных и аппаратных средств микропроцессорной системы управления. При разработке использованы средства модельно-ориентированного программирования.

The materials on the development of asynchronous electric drive with scalar control are given. The technical solutions associated with the design of software and hardware parts of the microprocessor control system are described. When developed, tools of model-based programming technique are used.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, скалярное управление, модельно-ориентированное программирование, микропроцессорное управление, транзисторный преобразователь.

Keywords: asynchronous electric drive, scalar control, model-based programming technique, microprocessor control, transistor power converter.

Электроприводы с асинхронными короткозамкнутыми электрическими двигателями широко распространены в различных областях применения благодаря их сравнительно низкой стоимости, надёжности, внедрению различных способов управления ими, а также благодаря внедрению современных силовых и управляющих электронных устройств. Наиболее экономичными способами управления асинхронным электрическим двигателем, связанными с регулированием напряжения, питающего статорную цепь, являются скалярный и векторный способы. Векторное управление основано на математическом аппарате обобщённой электрической машины и представлении электромагнитных и электромеханических переменных, или координат, в виде вращающихся векторов. Этот способ управления наилучшим образом подходит для асинхронных электроприводов, чтобы получить динамичное регулирование и широкий диапазон регулирования координат – электромагнитного момента, скорости вращения и угла поворота ротора. Указанный технический результат достигается за счёт применения сравнительно сложных алгоритмов управления, требующих большого объёма вычислений и сложных измерительных процессов. Для многих промышленных механизмов, таких

как насосы, вентиляторы, магнетатели, положительные качества векторного управления излишни. Поэтому в них используется скалярное управление, которое основано на Г-образной схеме замещения асинхронного электрического двигателя и заключается в регулировании величины и частоты питающего напряжения, находящихся в некотором соотношении в зависимости от специфики механической нагрузки приводного механизма.

В докладе приведены материалы, касающиеся разработки асинхронного электропривода со скалярным управлением. При разработке программного обеспечения его микропроцессорной системы управления использованы средства модельно-ориентированного программирования – библиотека *Waijung Blockset*, интегрированная в систему компьютерной математики *Matlab*. Опыт использования этих средств, накопленный при работе над другим проектом [1], позволил выявить ограничения по их применению, которые были учтены при дальнейших разработках. Сказанное относится к достижению стабильности интервалов выполнения задач, к своевременности доступа к параметрам и переменным, а также к сокращению объёма вычислений. С учётом этого были разработаны пользовательские модельные блоки, специфичные для системы управления асинхронного электропривода, с применением подпрограмм на языке *C*. Кроме того, рационально распределены вычислительные и аппаратные ресурсы микроконтроллера. В проекте использована плата управления с микроконтроллером *STM32*, которая была ранее разработана при проектировании сервоконтроллера [1].

На рис.1 показана функциональная схема микропроцессорной системы управления асинхронного электропривода, на которой указаны средства реализации её подсистем и элементов. Эта схема подобна схеме системы управления сервоконтроллера из [1] по устройству и назначению некоторых её подсистем и элементов. Это относится к информационной подсистеме, предназначенной для работы электропривода под контролем системы управления технологического процесса (СУТП), а также для обмена данными по цифровым интерфейсам *UART*, *CAN* и *I2C* с персональным компьютером ПК и периферийным оборудованием, например, с датчиками и микросхемой постоянного запоминающего устройства ПЗУ. Основные отличия от проекта [1] связаны с обеспечением работы асинхронного двигателя АД и регулированием координат электропривода. Для этого реализуются алгоритмы скалярного управления двигателем и использованы обработчики технологических датчиков. Согласно указанной функциональной схеме, стандартные блоки библиотеки *Waijung Blockset* использованы в качестве программных обработчиков аппаратной периферии, а для реализации алгоритма управления двигателем и регулирования координат использованы различные средства *Matlab* и специально разработанные подпрограммы на *C*.

В качестве силового преобразователя СП использован модуль M31-10-6A1, который является сборкой трёхфазного мостового транзисторного инвертора и выпрямительного моста. У этого модуля имеется прямой доступ для управления каждым из транзисторов инвертора с помощью сигналов,

имеющих широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) и подаваемых на входы управления инвертором от платы управления приводом. Максимальная частота выходного напряжения силового преобразователя составляет 250 Гц, что соответствует синхронной скорости вращения двухполюсного асинхронного двигателя 15000 об/мин. Формирование выходного напряжения осуществляется таким образом, что при максимальной его частоте на полупериоде имеется не менее десяти градаций скважности ШИМ.

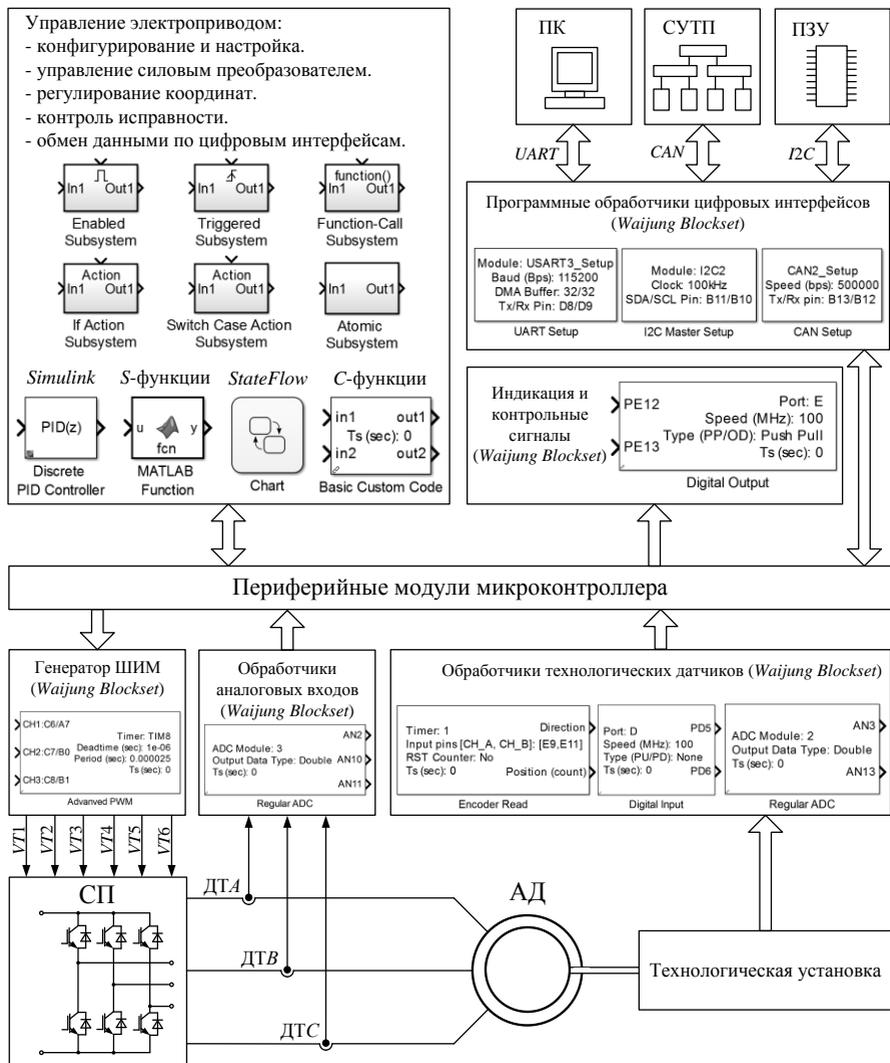


Рис.1. Функциональная схема системы управления асинхронного электропривода

Для работы электропривода в разомкнутой системе программно-аппаратным путём реализованы законы частотного управления с поддержанием некоторого соотношения между величиной и частотой напряжения, питающего асинхронный двигатель. При этом чтобы обеспечить линейность зависимости заданной скорости вращения ротора от сигнала или кода задания, первичным регулируемым параметром является частота напряжения, приложенного к статору асинхронного двигателя. Величина напряжения задаётся в зависимости от его заданной частоты. Также следует отметить, что для обеспечения пускового момента асинхронного двигателя, при низких частотах напряжения использована нелинейная коррекция. Например, при этой коррекции при снижении частоты питающего двигателя напряжения ниже граничного уровня около 30% от её номинальной величины происходит отклонение от зависимости $U/f = const$ с учётом допустимой величины тока статора. В замкнутой системе электропривода с целью стабилизации скорости его вращения использована положительная обратная связь по действующему значению тока, протекающего по статорной цепи. При стабилизации скорости вращения электропривода на уровне заданного значения в пределах некоторого допуска автоматически корректируются как частота, так и величина напряжения, которое формируется преобразователем СП. Кроме того, могут быть использованы технологические датчики, например, датчики скорости вращения, давления или расхода воздуха. Для ограничения электромагнитного момента и тока статорной цепи асинхронного двигателя при стопоре приводного механизма использована отрицательная обратная связь по току статора с отсечкой. Эта обратная связь вступает в действие при достижении действующим значением тока статора некоторого заданного значения, для измерения которого в электроприводе предусмотрены датчики фазных токов ДТА, ДТВ и ДТС асинхронного двигателя, как показано на рис. 1.

Таким образом, можно подвести итог, что средства модельно-ориентированного программирования, дополненные пользовательскими подпрограммами, специфичными для решаемых задач, позволили успешно решить комплекс задач, связанных с разработкой асинхронного электропривода, при достижении необходимой степени детализации программного обеспечения. Планируется применение результатов разработки для привода компрессорного агрегата.

Список литературы

1. *Полющенок, И.С.* Использование модельно-ориентированного программирования при разработке электропривода // 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.

Материал поступил в редакцию 06.09.19.

К.В. Толкачев, А.А. Пугачев

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
K.V. Tolkachev, A.A. Pugachev (Bryansk, Bryansk State Technical University)**СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОВОРОТНЫМ СТАТОРОМ****STATIC CHARACTERISTICS OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE
WITH ROTARY STATOR**

Предложен новый способ управления по скорости асинхронным электроприводом с фазным ротором. Рассмотрены статические условия работы, приведены выражения для расчета электромагнитных моментов, коэффициентов мощностей и других энергетических параметров.

The new way of control by speed the asynchronous electric drive with the phase-wound rotor is offered. A static conditions of work are considered, expressions for calculation of the electromagnetic moments, factors of capacities and other power parameters are given.

Ключевые слова: асинхронный электродвигатель, электропривод, энергоэффективность, потери, мощность, энергия.

Keywords: asynchronous electric motor, electric drive, energy efficiency, losses, power, energy.

С развитием математических моделей связаны основные успехи в теории электропривода. Так с уравнениями установившихся режимов связан первый этап развития теории электромеханического преобразования энергии. С помощью комплексных уравнений можно описать процессы преобразования энергии в электрических машинах в установившихся режимах. Для схемы замещения одной фазы электродвигателя (рис. 1), соответствующей схеме включения асинхронного электропривода [1], содержащего два двигателя с фазным ротором, при питании от сети с синусоидальным напряжением \bar{u}_{s1} и \bar{u}_{s2} , при выполнении статора второго асинхронного двигателя поворотным и при допущении, что параметры обоих двигателей одинаковые, они выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} \bar{u}_{s1} = \bar{i}_{s1} \cdot R_s + j \cdot \bar{i}_{s1} \cdot x_s + \bar{E}_{s1}; \\ \bar{E}_{r1} + \bar{E}_{r2} = \bar{i}_r \cdot R'_{r\Sigma} / s + j \cdot \bar{i}'_r \cdot x'_{r\Sigma}; \\ \bar{u}_{s2} = \bar{i}_{s2} \cdot R_s + j \cdot \bar{i}_{s2} \cdot x_s + \bar{E}_{s2}, \end{cases} \quad (1)$$

где \bar{i}_{s1} , \bar{i}_{s2} , \bar{i}'_r - токи статоров и приведенный ток роторов соответственно; R_s , $R'_{r\Sigma}$ - активное сопротивление статора и приведенное активное

сопротивление ротора соответственно; $x_s, x'_{r\Sigma}$ - индуктивное сопротивление ротора и индуктивное приведенное сопротивление ротора соответственно; $\bar{E}_{s1}, \bar{E}_{s2}, \bar{E}_{r1}, \bar{E}_{r2}$ - ЭДС статоров и роторов соответственно.

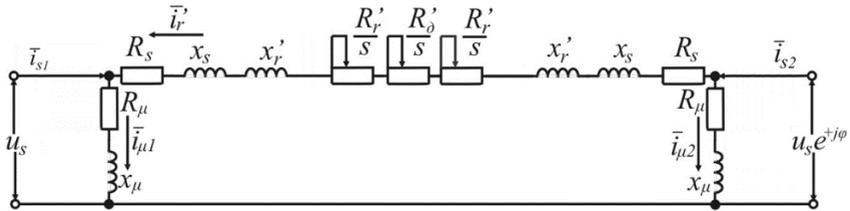


Рис.1. Схемы замещения фазы асинхронного электропривода

При повороте статора второго двигателя на угол φ ток в роторе первого двигателя, выраженный в комплексной форме и приведенный к статору, определится:

$$i_{r1} = \frac{u_s - u_s e^{\pm j\varphi}}{2(R_s + R'_{r\Sigma} / 2s + jx_k)} \quad (2)$$

где $x_k = x_s + x'_r$

В случае поворота статора в направлении вращения поля после преобразования выражения (2) получим:

$$i_{r1} = \frac{u_s (R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)(1 - \cos \varphi) + x_k \sin \varphi - j(x_k(1 - \cos \varphi) - (R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)\sin \varphi)}{2 \left((R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)^2 + x_k^2 \right)} \quad (3)$$

Выражение для тока ротора второго двигателя при том же направлении поворота статора:

$$i_{r2} = \frac{u_s (R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)(1 - \cos \varphi) - x_k \sin \varphi - j(x_k(1 - \cos \varphi) + (R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)\sin \varphi)}{2 \left((R_s + R'_{r\Sigma} / 2s)^2 + x_k^2 \right)} \quad (4)$$

Активная электромагнитная мощность, передаваемая через воздушный зазор ротору двигателя в нормальном приводе [2], может быть записана в виде:

$$P_{sr} = 3i_{ra}^2 \cdot R'_{r\Sigma} / s = \frac{3u_s^2 \cdot R'_{r\Sigma}}{s \cdot \left((R_s + R'_{r\Sigma} / s)^2 + x_k^2 \right)} \quad (5)$$

где i_{ra} - активная составляющая тока ротора.

Активная электромагнитная мощность, передаваемая через воздушный зазор ротору двигателя, может быть записана в другом виде:

$$P_{sr} = M\omega_0 \quad (6)$$

Приравнявая (5) и (6), получим уравнение статической механической характеристики двигателя в виде зависимости:

$$M = \frac{3i_{ra} \cdot R_{r\Sigma}'}{\omega_0 \cdot s} = \frac{3u_s^2 \cdot R_{r\Sigma}'}{\omega_0 \cdot s \cdot \left((R_s + R_{r\Sigma}'/s)^2 + x_k^2 \right)} \quad (7)$$

При этом активная составляющая тока ротора:

$$i_{ra} = \frac{u_s \cdot (R_s + R_{r\Sigma}'/s)}{(R_s + R_{r\Sigma}'/s)^2 + x_k^2} \quad (8)$$

Момент каждого двигателя в рассматриваемом электроприводе:

$$M_{1,2} = \frac{3i_{r(1,2)a} \cdot R_{r\Sigma}'}{\omega_0 \cdot s} = M \cdot i_{r(1,2)a}' / i_{ra} \quad (9)$$

Из (3) и (4) получим активные составляющие тока ротора первого и второго двигателей:

$$i_{r(1,2)a}' = \frac{u_s (R_s + R_{r\Sigma}'/2s) (1 - \cos \varphi) \pm x_k \sin \varphi}{2 \left((R_s + R_{r\Sigma}'/2s)^2 + x_k^2 \right)} \quad (10)$$

Подставив в (10) выражения (9), (11) и выполнив соответствующие алгебраические и тригонометрические преобразования, получим:

$$M_{1,2} = \frac{M}{2} \left(1 - \cos \varphi \pm \frac{x_k}{R_s + R_{r\Sigma}'/s} \sin \varphi \right) \quad (11)$$

Выражение для электромагнитного момента (8) представим в виде уточненной формулы Клосса и подставим в (12):

$$M_{1,2} = \frac{M_k (1 + a \cdot s_k)}{s/s_k + s_k/s + 2a \cdot s_k} \left(1 - \cos \varphi \pm \frac{\sqrt{1 - (a \cdot s_k)^2}}{a \cdot s_k \cdot s + s_k} s \cdot \sin \varphi \right) \quad (12)$$

Из анализа выражения (13) следует, что момент, развиваемый первым двигателем при любых значениях угла φ и положительном значении скольжения s , всегда положительный. Момент второго двигателя может быть отрицательным, когда

$$s > R_r \frac{\cos \varphi - 1}{x_k \cdot \sin \varphi + R_s \cdot \cos \varphi - R_s} \quad (13)$$

Если принять сопротивление статора $R_s = 0$ [1], то (12) и (14) упрощаются:

$$M_{1,2} = \frac{M}{2} \left(1 - \cos \varphi \pm \frac{s}{s_k} \sin \varphi \right) \quad (14)$$

Как следует из выражений (12), (15) момент, развиваемый каждым двигателем, является функцией двух переменных величин: угла поворота статора второго двигателя φ и скольжения s двигателей. В результате максимальный момент каждого двигателя определяется двумя условиями:

$$\frac{\partial M}{\partial s} = 0; \quad \frac{\partial M}{\partial \varphi} = 0. \quad (15)$$

Совместное решение этих уравнений дает значения φ и s , при одновременном наличии которых момент каждого двигателя максимальный.

Анализ зависимостей моментов двигателей от угла поворота статора и скольжения позволяет произвести правильный выбор значения критического скольжения s_k с целью более равномерной загрузки двигателей, рассчитать их токи, произвести выбор исполнительного механизма для поворота статора и др.

Как следует из результатов выполненного анализа, максимальный момент, развиваемый первым двигателем, может составлять $1,3 M_k$, то есть на 30% превышать максимальный момент того же асинхронного двигателя в обычной схеме включения. При повороте статора в противоположном направлении по отношению к направлению вращения его поля, максимальный момент, равный $1,3 M_k$, будет развивать второй двигатель.

Так как оба двигателя механически связаны, то развиваемый ими результирующий момент равен:

$$M = M_1 + M_2 = \frac{2M_k(1 + a \cdot s_k)}{s/s_k + s_k/s + 2a \cdot s_k} (1 - \cos \varphi) \quad (16)$$

Анализ формулы (18) показывает, что с увеличением угла поворота статора φ момент, развиваемый приводом при данном скольжении возрастает. При угле $\varphi = 180^\circ$ эл. он распределяется между двигателями поровну. При этом каждый двигатель работает независимо на общий вал, как в обычной схеме включения.

Таким образом, электропривод с электродвигателем с поворотным статором содержит два серийных асинхронных двигателя с фазными роторами [1], установленными на одном валу; один из двигателей выполнен с возможностью поворота его статора. Электропривод с поворотным статором, являясь достаточно простым, обладает недостатком, который заключается в том, что в нем теряется энергия скольжения. Однако, этот недостаток можно устранить либо применением асинхронных двигателей с повышенным скольжением, либо заменой внешнего добавочного сопротивления термозлектрической батареей. В результате электрическая энергия скольжения используется для охлаждения среды, охлаждающей объект регулирования температуры (дизель, газотурбинный двигатель, тяговая электрическая машина, тяговая полупроводниковая установка, тяговый трансформатор и др.)

Список литературы

1. *Космодамианский, А.С.* Системы скалярного управления тяговым асинхронным двигателем / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.С. Пугачев // Электротехника. – 2016. – № 9. – С. 44 – 50.

2. *Иньков, Ю.М.* Оптимизация энергетических характеристик электропривода вспомогательных механизмов тягового подвижного состава / Ю.М. Иньков, А.А. Пугачев // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 6. – С. 43 – 47.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

Н.А. Рыбушкин, А.Ю. Афанасьев

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ)

N. A. Rybushkin, A. Yu. Afanasyev (Kazan, KNRTU-KAI named after A.N. Tupolev)

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНВЕРТОРА В ДВИГАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПОСТОЯННОЙ НАГРУЗКЕ В ПРОГРАММЕ MATLAB SIMULINK

MODELING THE CONVERTER IN MOTOR MODE OF THE MOTOR UNDER
CONSTANT LOADING IN THE MATLAB SIMULINK PROGRAM

Данная работа посвящена моделированию конвертора в двигательном режиме электродвигателя. Приведена модель конвертора в программе MATLAB SIMULINK, основные соотношения и графики.

This work is devoted to modeling the converter in the motor mode of the electric motor. The model of the converter in the MATLAB SIMULINK program, the basic relationships and graphs are presented.

Ключевые слова: конвертор, модель, электродвигатель, MATLAB SIMULINK.

Keywords: converter, model, electric motor, MATLAB SIMULINK.

Модель конвертора в среде Simulink ПО Matlab приведена на рис. 1.

Модель содержит:

- Ultra Cap – суперконденсаторы;
- VD1 – диод;
- VT1 – IGBT транзистор;
- C1 – конденсатор шины постоянного тока преобразователя частоты;
- L1 – дроссель;
- RL_n – сопротивление нагрузки;
- V_M1, V_M2 – вольтметры;
- C_M1, C_M2, C_M3 – амперметры;
- U_DC – требуемое значение напряжения на шине постоянного тока;
- Triangle – генератор пилообразного напряжения;
- Comparator – компаратор;
- Regulator – регулятор конвертора [2].

Напряжение суперконденсаторов берется равным 600 В (625 В – напряжение полностью заряженных суперконденсаторов Maxwell), емкость – 1 Ф (12,6 Ф – емкость суперконденсаторов Maxwell). Сопротивление нагрузки $R_n = 2$ Ом, $L_n = 2$ мГн.

Параметры блоков модели, показанной на рисунке 1.

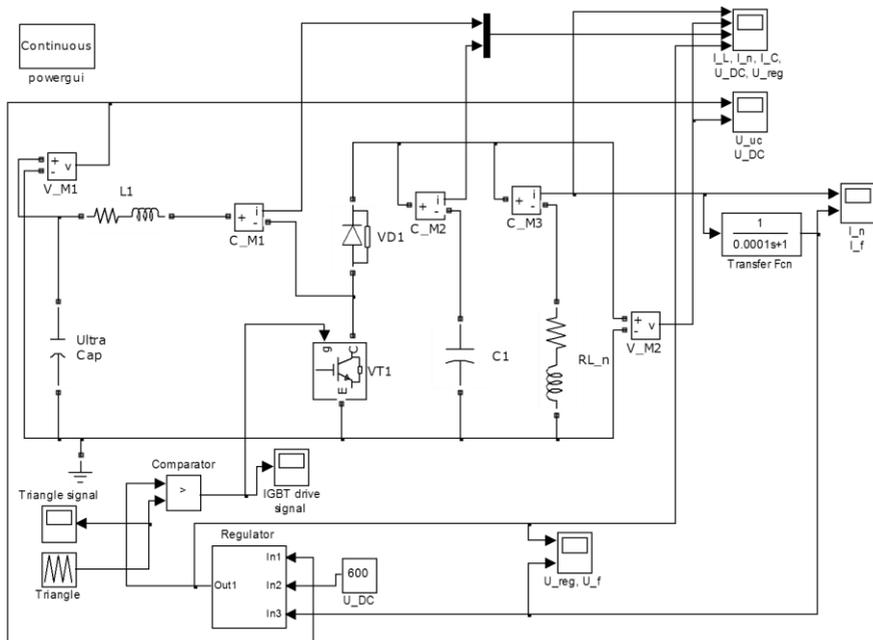


Рис. 1. Модель конвертора в программе MATLAB SIMULINK

Емкость конденсатора шины постоянного тока $C_1 = 1$ мФ, что соответствует емкости входного конденсатора преобразователя частоты SKAI 45 A2 GD12-W24CI. Параметры дросселя L_1 : индуктивность $L = 10$ мГн, активное сопротивление $R_L = 0,05$ Ом. Компаратор и генератор пилообразного напряжения обеспечивают ШИМ управление на частоте 5 кГц по управляющему сигналу от регулятора.

Регулятор обеспечивает управление конвертором в двигательном режиме и поддерживает напряжение на выходе конвертора равным напряжению задающего устройства U_{DC} , равного 600 В.

На вход регулятора подаются следующие сигналы:

In1 – напряжение суперконденсаторов (u_0);

In2 – требуемое напряжение на шине постоянного тока (u_H^0);

In3 – ток нагрузки (i_n).

Регулятор реализует следующую функцию управления:

$$\gamma = 1 - \frac{u_0 + \sqrt{u_0^2 - 2R_L u_H^0 i_H}}{2u_H^0},$$

где γ – относительная длительность импульсов транзистора VT1, R_L – активное сопротивление дросселя L_1 . С учетом активного сопротивления дросселя функция управления конвертором примет вид:

$$\gamma = 1 - \frac{u_0 + \sqrt{u_0^2 - 0,2u_H^0 i_H}}{2u_H^0}$$

Начальное значение напряжения на конденсаторе $C_1 - 0$ В. Параметры нагрузки соответствуют параметрам двигателя. При постоянном значении напряжения на нагрузке u_n равным 600 В, значение тока нагрузки будет равно $I_n = u_n / R_n = 600 \text{ В} / 2 \text{ Ом} = 300 \text{ А}$. При этом в нагрузку будет отдаваться мощность, равная $P_n = u_n I_n = 600 \text{ В} \cdot 300 \text{ А} = 180 \text{ кВт}$, что соответствует параметрам конвертора электропривода для силовой установки гибридного транспортного средства [2].

Конвертор обеспечивает напряжение на шине постоянного тока равным 600 В – 10% при разряде суперконденсаторов до напряжения 300 В, т.е. до половины начального значения. При напряжении суперконденсаторов, равном 170 В, напряжение на шине постоянного тока равно 400 В, т.е. 66% от требуемого значения.

Энергия, запасенная в суперконденсаторах равна

$$W = \frac{cu_0^2}{2}.$$

Таким образом, при напряжении суперконденсаторов 300 В запас энергии составляет $(u_2^0 / U_0)^2 = (300/600)^2 = 0,25$ или 25 %, от начального значения энергии.

Здесь: u_2^0 – текущее значение напряжения суперконденсаторов, U_0 – начальное значение напряжения суперконденсаторов.

На рис. 2-4 приведены ток нагрузки, напряжение нагрузки, ток дросселя L_1 , ток конденсатора C_1 . Из рисунков 2 и 3 видно, что номинальная мощность на нагрузке обеспечивается в широком диапазоне напряжений разряда суперконденсаторов.

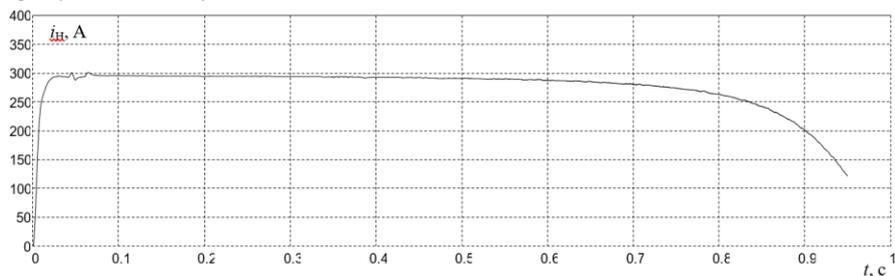


Рис. 2. Ток нагрузки

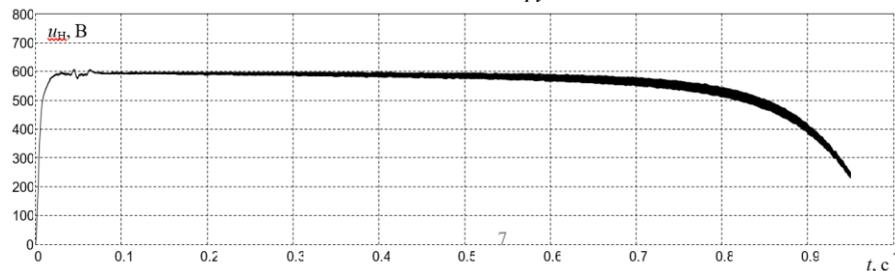


Рис. 3. Напряжение нагрузки

Из рис. 4 видно, что по мере уменьшения напряжения суперконденсаторов, ток через дроссель L_1 растет, обеспечивая постоянную мощность на нагрузке. При напряжении суперконденсаторов 250 В, значение тока, протекающего через дроссель L_1 равно 700 А, соответственно данный ток потребляется от суперконденсаторов.

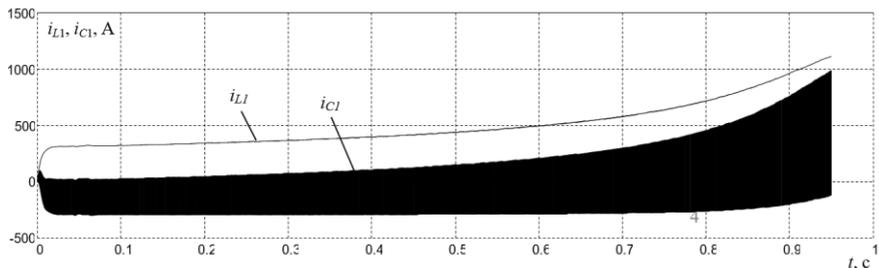


Рис. 4. Ток дросселя L_1 и конденсатора C_1

Максимальный импульсный ток суперконденсаторов в течении 1 с. равен 1800 А. Продолжительный ток при превышении температуры на 40°C равен 240 А. Т.к. длительность работы конвертора при повышенных значениях токов составляет доли секунд, допустимым ограничением по разрядному току для суперконденсаторов является значение 700..800 А. При этом следует учитывать, что в данной модели нагрузка постоянна. В случае, если нагрузкой является электрический двигатель, и разряд суперконденсаторов происходит при разгоне электродвигателя и продолжается до выхода двигателя на установившуюся скорость, максимальное значение потребляемой мощности приходится на первые секунды разгона электродвигателя. При достижении электродвигателем установившегося режима, потребление мощности двигателем заметно снижается. Т.к. управление электродвигателем напрямую осуществляет преобразователь частоты, а конвертор обеспечивает лишь постоянство напряжения на шине постоянного тока, то при малом значении напряжения на суперконденсаторах, преобразователь частоты должен ограничивать мощность потребления электродвигателя на уровне 60..70% от

Список литературы

1. Герман-Галкин, С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
2. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. заведений / Г.Г. Соколовский. – 2-е изд., испр. – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 272 с.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Е.Е. Студнева, А.Ю. Афанасьев

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ)

E. E. Studneva, A. Yu. Afanasyev (Kazan, KNRTU-KAI named after A.N.Tupolev)

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ**MODELING OF ASYNCHRONOUS MACHINE**

В данной работе представлена математическая модель обобщенной асинхронной машины и её моделирование в среде MATLAB SIMULINK.

This paper presents a mathematical model of a generalized asynchronous machine and its modeling in MATLAB SIMULINK.

Ключевые слова: математическая модель, асинхронная машина, MATLAB SIMULINK.

Keywords: mathematical model, asynchronous machine, MATLAB SIMULINK.

Обобщенная асинхронная машина содержит трёхфазную обмотку статора и ротора. Обмотки подключены к симметричным источникам напряжения. Математическое описание машины базируется на 4 основных законах.

Уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора и ротора составляются по второму закону Кирхгофа.

$$\begin{cases} u_A = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ u_B = R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ u_C = R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \end{cases} \quad \begin{cases} u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}. \end{cases} \quad (1)$$

Обмотки статора и ротора по условию выполняются симметричными, поэтому активные сопротивления статорной и роторной обмотки равны, т.е. $R_A = R_B = R_C = R_S$, $R_a = R_b = R_c = R_R$.

Закон Ампера, связывающий потокосцепления обмоток с токами, которые протекают по обмоткам:

Для статора уравнение имеет вид:

$$\begin{cases} \psi_A = L_{AA} i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b + L_{Ac} i_c, \\ \psi_B = L_{BA} i_A + L_{BB} i_B + L_{BC} i_C + L_{Ba} i_a + L_{Bb} i_b + L_{Bc} i_c, \\ \psi_C = L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + L_{CC} i_C + L_{Ca} i_a + L_{Cb} i_b + L_{Cc} i_c. \end{cases} \quad (2)$$

Для ротора уравнение имеет вид:

$$\begin{cases} \Psi_a = L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c, \\ \Psi_b = L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c, \\ \Psi_c = L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c. \end{cases}$$

Второй закон Ньютона – закон равновесия моментов на валу машины:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \bar{M} - \bar{M}_C. \quad (3)$$

Последним законом является закон Ленца, как правило левой руки. Этот закон связывает векторные величины момента, потокосцепления и тока:

$$\vec{M} = k(\vec{\Psi} \times \vec{i}). \quad (4)$$

Итого вышло 16 уравнений. Количество неизвестных коэффициентов больше количества уравнений. Поэтому для упрощения математического описания асинхронной машины используют метод пространственного вектора. Этот метод позволяет связать уравнения (1-4) в целостную систему с векторными переменными.

Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) математически преобразовывают так, что бы они были представлены одним пространственным вектором. Но так же для динамических систем необходимо учитывать переходные электромагнитные процессы в машине. Для исследования физических процессов, происходящих в машине, исследуем машину в неподвижной системе координат.

Тогда уравнения (1)–(4) после соответствующих преобразований примут вид (5):

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= r i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \Psi_{R\beta} \\ u_{s\beta} &= r i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \Psi_{R\alpha} \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\alpha} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\alpha} + \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} + p \omega_m \Psi_{R\beta} \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\beta} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\beta} + \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} - p \omega_m \Psi_{R\alpha} \\ M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{R\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{R\beta} i_{s\alpha}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_C,$$

где $r = R_s + \frac{L_m^2}{L_R^2} R_R$, $L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_R^2}$, $k_R = \frac{L_m}{L_R}$, $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ – коэффициенты.

Выражение (5) представляет собой математическую модель асинхронного электродвигателя в неподвижной системе координат, которая отражает структуру разрабатываемой модели. При этом можно определить характеристики системы полностью, но данная модель не способна в полной мере отразить случайные факторы. Для создания более точной модели можно использовать в дополнении к математической модели систему, учитывающую вероятностные характеристики MATLAB Simulink.

Для создания модели необходимо записать (5) в операторной форме:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \left(u_{s\alpha} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} + k_R p \omega_m \psi_{R\beta} \right) \frac{1}{r(1 + T_s' s)}, \\ i_{s\beta} &= \left(u_{s\beta} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} - k_R p \omega_m \psi_{R\alpha} \right) \frac{1}{r(1 + T_s' s)}, \\ \psi_{R\alpha} &= (k_R R_R i_{s\alpha} - p \omega_m \psi_{R\beta}) \frac{T_R}{(1 + T_{RS})}, \\ \psi_{R\beta} &= (k_R R_R i_{s\beta} - p \omega_m \psi_{R\alpha}) \frac{T_R}{(1 + T_{RS})}, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R (\psi_{R\alpha} i_{s\beta} - \psi_{R\beta} i_{s\alpha}) \\ \omega_m &= (M - M_C) \frac{1}{J s}. \end{aligned} \tag{6}$$

Для моделирования был выбран асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором марки 4A112M4У3 с номинальной выходной мощностью $P_{2н}=5.5$ кВт.

По паспортным данным асинхронного двигателя и параметрам Г-образной схемы замещения рассчитываются параметры Т-образной схемы замещения в режиме короткого замыкания и коэффициенты системы уравнений (6) и параметры блоков модели АД.

По системе уравнений (6) составляется схема модели обобщённой машины для неподвижной системы координат (рис. 1) с рассчитанными параметрами. При номинальном питающем напряжении реализуется прямой пуск асинхронного двигателя. Блок «Построение механической реализует графическое построение механической характеристики. Графический дисплей « $\omega_m, M=f(t)$ » отображает переходной процесс скорости и момента

во времени, представленный на рис. 2.

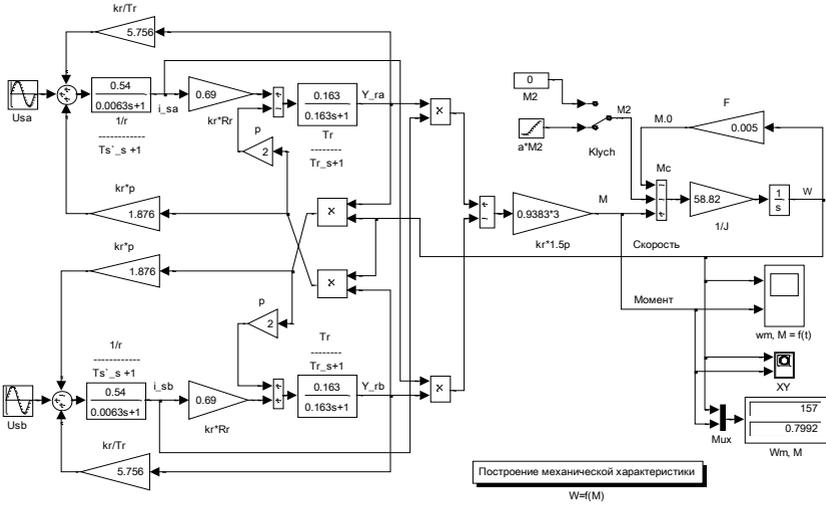


Рис. 1. Структурная схема модели обобщённой асинхронной машины в неподвижной системе координат

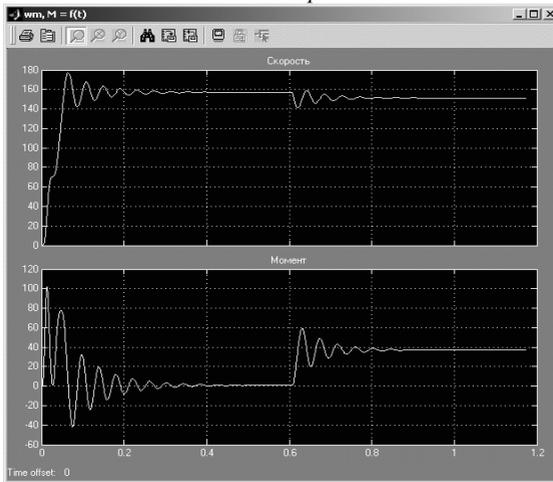


Рис. 2. Переходной процесс скорости и момента при пуске

Список литературы

1. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учебное пособие/ С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: Корона принт, 2001. – 320 с.
2. Лазарев, Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB: учебный курс/ Ю. Лазарев. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2005. – 512 с.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Н.В. Чуприна, С.В. Седых, А.А. Пугачев

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

N.V. Chuprina, S.V. Sedykh, A.A. Pugachev (Bryansk, Bryansk State Technical University)

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЗАКОНАХ УПРАВЛЕНИЯ

COMPARATIVE ASSESSMENT OF ENERGY EFFICIENCY OF ELECTRIC DRIVES
WITH ASYNCHRONOUS ELECTRIC MOTORS AT VARIOUS CONTROL METHODS

Приведены основные энергетические показатели электроприводов при различных алгоритмах системы скалярного управления асинхронными двигателями. Получены зависимости потерь мощности в обмотках статора и ротора при различных способах управления, выполнен анализ полученных результатов.

The main energy indicators of electric drives with induction motors and frequency converters are given for various algorithms of scalar control system of induction motors. The dependences of the power losses of the stator and rotor windings are obtained for various control methods, the analysis of the results is performed.

Ключевые слова: асинхронный электродвигатель, электропривод, энергоэффективность, потери, мощность, энергия.

Keywords: asynchronous electric motor, electric drive, energy efficiency, losses, power, energy.

В настоящий момент во многих отраслях промышленности электроприводы с асинхронными двигателями потребляют большую часть всей электроэнергии в стране [1]. При этом электрические двигатели приводов являются потребителями как активной, так и реактивной составляющих полной мощности, потребляемой из сети, которая расходуется на совершение полезной работы и на потери в электромеханическом преобразователе. Исходя из этого, оценка потерь мощности в асинхронных электродвигателях и их минимизация, при различных способах управления и режимах работы, является одной из приоритетных задач вновь разрабатываемых и модернизируемых электроприводов.

Наиболее оптимальным и наглядным способом оценки потерь является использование математического моделирования электромеханических процессов в двигателе, описываемых с помощью дифференциальных уравнений.

Математическое описание переходных электромеханических процессов в асинхронном электродвигателе в системе координат, вращающихся с произвольной частотой ω_k , осуществляется на базе следующих уравнений [2]:

$$\left. \begin{aligned}
 \bar{i}_s &= R_s \bar{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt} + j\omega_k (\bar{\psi}_s + \bar{\psi}_\mu) \\
 0 &= R_r \bar{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt} + j(\omega_k - \omega)(\bar{\psi}_r + \bar{\psi}_\mu) \\
 R_c \bar{i}_c &= j\omega_k \bar{\psi}_\mu + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt}, \quad \bar{i}_c + \bar{i}_\mu = \bar{i}_s + \bar{i}_r \\
 M &= \frac{3p_n}{2L_{\sigma r}} [(L_{\sigma r} i_{ru} + \psi_{\mu r}) \psi_{\mu r} + (L_{\sigma r} i_{rv} + \psi_{\mu r}) \psi_{\mu r}] \\
 M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}
 \end{aligned} \right\}$$

Явление насыщения по главному магнитному пути определяется из следующего равенства:

$$L_{\mu^*} = -0,002I_{\mu^*}^6 + 0,037I_{\mu^*}^5 - 0,26I_{\mu^*}^4 + 0,87I_{\mu^*}^3 - 1,278I_{\mu^*}^2 + 0,214I_{\mu^*} + 1,413$$

(индекс «*» указывает на относительное значение параметра).

Нелинейная зависимость потерь в стали от частоты:

$$R_c = \begin{cases} 88,3135 + 5,646f_s + 0,0534f_s^2, & f_s \leq 50 \text{ Гц}, \\ 1261,3 - 37868 / f_s, & f_s > 50 \text{ Гц}. \end{cases}$$

При математическом моделировании для получения электромеханических и энергетических процессов наиболее близких к реальным необходимо учитывать эффект вытеснения тока, т.к. он оказывает существенное влияние на низких частотах. Выражения для активного и индуктивного сопротивлений имеют вид:

$$R_r = K_R R_{rn} + R_{rl}; \quad X_r = K_X X_{rn} + X_{rl}, \quad \text{где:}$$

R_{rn} и X_{rn} - сопротивления пазовой части обмотки, R_{rl} и X_{rl} - сопротивления участков короткозамыкающих колец между соседними стержнями, K_R и K_X - коэффициенты, учитывающие изменения активного и индуктивного сопротивлений стержня под влиянием эффекта вытеснения тока:

$$K_R = \xi \frac{\text{sh}2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch}2\xi - \cos 2\xi}, \quad K_X = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\text{sh}2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch}2\xi - \cos 2\xi}, \quad \text{где } \xi = 2 \cdot \pi \cdot 10^{-3} \cdot h \cdot \sqrt{\frac{s \cdot f_1 \cdot b}{10 \cdot \rho \cdot b_n}} - \text{приведенная}$$

высота стержня, h - высота стержня, ρ - удельное сопротивление материала стержня, b - ширина стержня, b_n - ширина паза.

Потери в меди обмотки статора ΔP_{1M} [2]:

$$\Delta P_{1M} = P_{1M, \text{НОМ}} \frac{I_1^2}{I_{1\text{НОМ}}^2};$$

Потери в меди обмотки ротора ΔP_{2M} :

$$\Delta P_{2M} = \Delta P_{2M, \text{НОМ}} \frac{I_1^2}{I_{2\text{НОМ}}^2};$$

Потери в стали статора на гистерезис $\Delta P_{1c.g.}$ и вихревые токи $\Delta P_{1c.b.}$:

$$\Delta P_{1с.г.} = \Delta P_{1с.г.ном} \frac{\psi_0^2}{\psi_{0ном}^2} \frac{\omega_1}{\omega_{1ном}}; \Delta P_{1с.в.} = \Delta P_{1с.в.ном} \frac{\psi_0^2}{\psi_{0ном}^2} \frac{\omega_1^2}{\omega_{1ном}^2}, \text{ где}$$

$\Delta P_{1с.г.ном}$, $\Delta P_{1с.в.ном}$ — потери в стали статора на гистерезис и вихревые токи в номинальном режиме; ψ_0 — модуль результирующего вектора главных потокоцеплений, $\psi_0 = (\psi_{0u}^2 + \psi_{0v}^2)^{1/2}$; ω_1 — угловая частота напряжения статора; $\psi_{0ном}$ и $\omega_{1ном}$ — значения модуля результирующего вектора главных потокоцеплений и угловой частоты напряжения статора в номинальном режиме.

Моделирование проводилось с помощью программного комплекса Matlab Simulink. Результаты моделирования показаны на рис. 1.

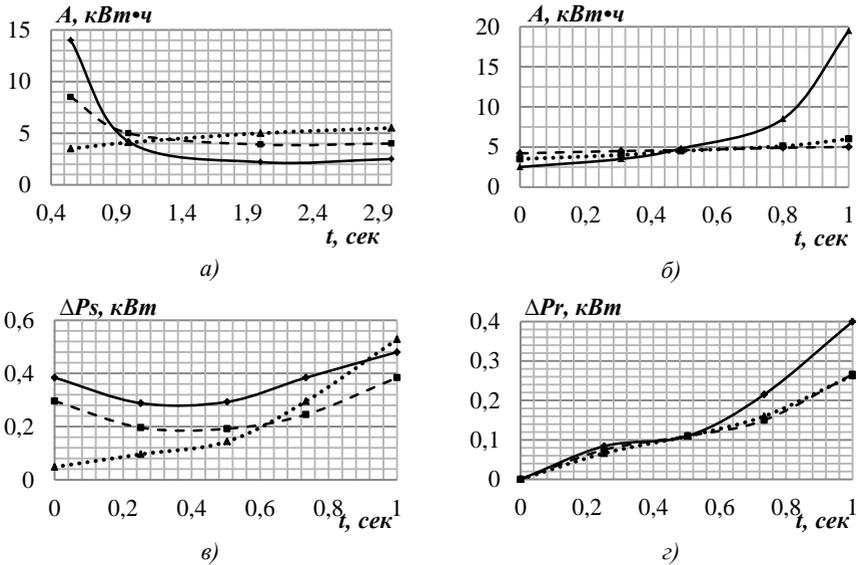


Рис. 1. Результаты моделирования в виде зависимостей: пусковых потерь энергии при вентиляторной нагрузке (а), пусковых потерь от момента сопротивления (б), мощности потерь в меди статора от момента (в), мощности потерь в меди ротора от момента (г).

Рис. (а), (б):

(---) Закон управления $U/f^2 = const$,

(—) Закон управления $U/f = const$,

••• - Импульсно-ключевой коммутатор)

Рис. (в), (г):

(---) $-iR$ - компенсация,

(—) $-iZ$ - компенсация,

••• - Закон управления $U/f = const$

(*аналогично для Рис. 2)

На рис. 1(а) представлена зависимость потерь от времени пуска (0,5 - 3с) при различных способах пуска и вентиляторной нагрузке на валу двигателя. Можно отметить преимущество закона управления $U/f = const$ над законом $U/f^2 = const$ в некотором диапазоне времени пуска. Также при малом времени пуска более выгодно использовать импульсно-ключевое регулирование сопротивления в цепи ротора (ИКР), чем частотное управление.

На рис. 1(б) представлены зависимости потерь от величины момента сопротивления (0 - 1Мн) при различных способах пуска (при постоянной нагрузке). Очевидно преимущество закона управления $U/f=const$ над законом $U/f^2=const$ и ИКР в диапазоне нагрузок до 0,5Мн.

На рис. 1(в) представлены зависимости мощности потерь в меди статора от момента сопротивления (0 - 1Мн) при различных режимах управления при постоянной нагрузке. По кривым, представленным на рис. 5, можно судить о наименьшей мощности потерь энергии при использовании закона $U/f=const$, в диапазоне 0...0.8Мн.

На рис. 1(г) представлены зависимости мощности потерь в меди ротора от момента сопротивления (0 - 1Мн) при различных режимах управления при постоянной нагрузке. По графику (рис. 1) можно судить о наименьших потерях мощности при использовании iR или iZ - компенсации, во всем исследуемом диапазоне изменения момента.

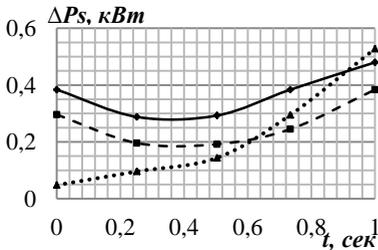


Рис. 2. Зависимость потерь мощности в стали статора от момента

На рис. 2 представлены зависимости мощности потерь в стали статора от момента сопротивления (0 - 1Мн) при различных режимах управления при постоянной нагрузке. По графикам можно судить о наименьших потерях мощности при использовании закона $U/f=const$ во всем диапазоне моментов нагрузки.

Анализ графиков, приведенных на рис. 1-2, показывает, что для каждого из исследуемых законов управления

есть достаточно узкий диапазон изменения моментов в статическом режиме и времени пуска в динамическом режиме, в котором именно этот закон оказывается наиболее энергоэффективным, что говорит о необходимости создания высокодинамичных систем управления, позволяющих минимизировать потери энергии в широком диапазоне изменения момента и частоты вращения.

Список литературы

1. Космодамианский, А.С. Системы скалярного управления тяговым асинхронным двигателем / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.С. Пугачев // Электротехника. – 2016. – № 9. – С. 44 – 50.
2. Иньков, Ю.М. Оптимизация энергетических характеристик электропривода вспомогательных механизмов тягового подвижного состава / Ю.М. Иньков, А.А. Пугачев // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2016. – № 6. – С. 43 – 47.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

Р.А. Юсифов

(г. Сумгаит, Сумгаитский государственный университет)

R.A. Yusifov (Sumgayit, Sumgayit State University)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ВИБРАЦИОННОГО УСТРОЙСТВА С НИЗКОЧАСТОТНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ КОЛЕБАНИЕМ

MATHEMATICAL MODEL FOR EXPERIMENTAL RESEARCH OF VIBRATION EQUIPMENT WITH LOW FREQUENCY MECHANICAL VIBRATION

Рассмотрен вопрос получения математической модели на основе уравнений Лагранжа для экспериментального исследования вибрационного устройств. Предложена структурная схема вибрационного устройства с низкочастотным механическим колебанием с размещением его активных элементов, соответственно нагрузок, тарелки и якоря, электромагнита, цилиндрических пружин и демпфера.

Полученная математическая модель позволяет определить зависимость величины перемещения якоря от частоты и суммарных сил вибрационного устройства с низкочастотным механическим колебанием.

The problem of obtaining a mathematical model based on the Lagrange equations for experimental research of vibration devices is considered. A structural diagram of a vibrating device with low-frequency mechanical vibration with the placement of its active like of respectively, loads, a plate and anchors, an electromagnet, coil springs and a damper is proposed.

The resulting mathematical model allows determining the dependence of the value of the movement of the anchors of the frequency and the total forces of the vibrating device with low-frequency mechanical vibration.

Ключевые слова: вибрационное устройство, низкочастотное механическое колебание, математическая модель.

Keywords: vibratory device, low-frequency mechanical vibration, mathematical model.

В различных областях промышленности часто применяются вибрационные устройства, работающие в пределах низкой механической частоты [1]. Диапазон механической частоты таких устройств имеет величину от нуля до 25 Гц. В настоящее время получение такой низкой частоты обычно осуществляется при помощи конденсатора, последовательно включенного с катушкой электромагнита вибрационного устройства [2].

Исследование явлений в таких электромеханических системах производят на основе законов физики, описывающихся при помощи математической систем уравнений. Благодаря единству уравнений электрических и механических систем исследование явлений в механической

системе может быть заменено исследованием процессов в электрической цепи.

Процессы в электромеханических системах, представляющих совокупность электрических и механических устройств, также могут с успехом исследоваться с помощью электромеханических аналогий. С целью упрощения исследования параметры механической системы приняты сосредоточенными.

Рассмотрим идеализированные элементы линейных механических систем, совершающих поступательные движения, которые в данном устройстве имеет место.

Рассмотренная система электромеханической аналогий не является единственной. Дифференциальные уравнения движения механической системы могут быть также получены на основании уравнений Лагранжа [3].

Применение уравнений Лагранжа позволяет получить математическую модель создаваемого вибрационного устройства. При работе рассматриваемого устройства все силы, действующие на пружины, являются симметричными, относительно оси У. Структурная схема устройства может быть представлена в виде указанной на рис. 1.

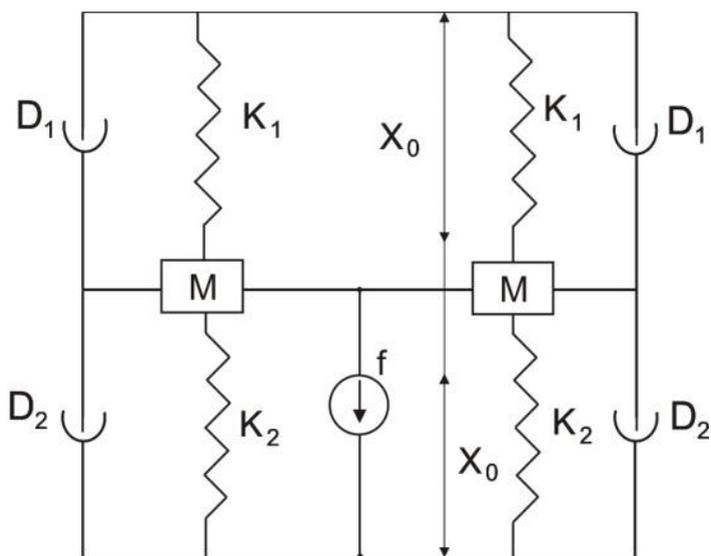


Рис. 1. Структурная схема вибрационного устройства

Структурная схема, приведенная на рис. 1, содержит следующие элементы: $M = \frac{M_H + M_T + M_1}{2}$ масса соответственно нагрузок, тарелки и

якоря, f - сила электромагнита, 4 цилиндрические пружины (K_1K_2) и D-демпферы.

Как известно полная кинетическая энергия механической системы является квадратичной функции обобщенной скорости \dot{y} и записывается в виде:

$$W_k = 2M(\dot{y})^2 \quad (1)$$

В процессе работы вибрационного устройства верхняя пружина с k_1 растягивается и её длина становится равной $(x_o + y)$, а в это время нижняя пружина сжимается на расстояние $x_o - y$. При этом полная потенциальная энергия получается равным.

$$W_n = 2(k_1 + k_2)y^2 \quad (2)$$

$\frac{\partial F_R}{\partial \dot{y}}$ - сила рассеяния Релея. Это функция представляет собой половинную скорость, с которой энергия рассеивается в виде тепла трению. Типичная форма этой функции для полной механической системы записывается в виде:

$$F_R = 2(D_1 + D_2)\dot{y}^2 \quad (3)$$

Уравнение Лагранжа является уравнением движения динамической системы по обобщенной координате и записывается в виде:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_k}{\partial \dot{y}} \right) + \frac{\partial W_n}{\partial y} + \frac{\partial F_R}{\partial \dot{y}} = f \quad (4)$$

Подставляя (1), (2) и (3) в (4) и производя некоторые преобразования, получим:

$$2M\ddot{y} + 2(D_1 + D_2)\dot{y} + 2(k_1 + k_2)y = f \quad (5)$$

Разделив в каждый член уравнения (5) на $2M$ и производя некоторые обозначения, будем иметь:

$$\ddot{y} + 2\delta\dot{y} + \omega_0^2 y = F \quad (6)$$

где

$$\delta = \frac{D_1 + D_2}{2M}; \omega_0^2 = \frac{k_1 + k_2}{M}; F = \frac{f}{2M} \quad (7)$$

ω - угловая частота колебаний механической системы, k_1, k_2 - постоянные пружин.

Так, как k_1, k_2 и M являются постоянными величинами, то полученное уравнение (6) будет неоднородным линейным дифференциальным уравнением, второго порядка с возбуждающими силами f .

Решение уравнения (6) отыскивают как сумма двух решений – общее и частное. Общее решение находим из однородной части уравнения (6), которое записывается в виде:

$$\ddot{y} + 2\delta\dot{y} + \omega_0^2 y = 0 \quad (8)$$

Отыскиваем однородное уравнение (8) представленное в виде:

$$y_0 = C_1 l^{y_2 t} + C_2 l^{y_2 t} \quad (9)$$

Общее решение неоднородного уравнения (6) будет иметь вид:

$$y = y_0 + y_2 = C_1 l^{y_2 t} + C_2 l^{y_2 t} + y_2 \quad (10)$$

где C_1, C_2 -постоянные интегрирования подлежащие к определению, y_1, y_2 - корни характеристического уравнения дифференциального уравнения (8). Корни характеристического уравнения (8) представляется в виде

$$y_1 = -\delta + j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = -\delta + j\beta \quad (11)$$

$$y_2 = -\delta - j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = -\delta - j\beta \quad (12)$$

где

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (13)$$

Производя некоторые преобразования, получим общее решение неоднородного уравнения:

$$y = \frac{f_{1m} \cos(\Omega t + \alpha_1)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \Omega^2)^2 + 4\delta^2 \Omega^2}} + \frac{f_{2m} \cos(2\Omega t + \alpha_2)}{\sqrt{(\omega_0^2 - 4\Omega^2)^2 + 16\delta^2 \Omega^2}} + \frac{f_{3m} \cos(3\Omega t + \alpha_3)}{\sqrt{(\omega_0^2 - 9\Omega^2)^2 + 81\delta^2 \Omega^2}}. \quad (14)$$

Полученная формула позволяет определить зависимость величины перемещения якоря от частоты и суммарных сил вибрационного устройства с низкочастотным механическим колебанием.

Список литературы

1. *Bakshi, K.A.* Electronic Measurement Systems. – US : Technical Publications, 2008. – P. 4–14.
2. Патент РФ № 2339965. Вибрационный магнитометр / Великанов Д. А. Опубл. 27.11.08, Бюл. № 33.
3. *Медведев, Б.В.* Начала теоретической физики. Механика, теория поля, элементы квантовой механики. – М.: Физматлит, 2007.

Материал поступил в редколлегию 02.09.19.

Ш.Т. Дадабаев

(г. Худжанд, Худжандский политехнический институт ТТУ

им. акад. М.С. Осими)

Shakhboz Dadabaev (Khujand, Khujand Polytechnic institute TTU

named after academician M.S. Osimi)

МОДЕЛИРОВАНИЕ МЯГКОГО ПУСКА СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

SIMULATION OF SOFT START OF SYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVES

Выявлены основные негативные факторы, влияющие на режимы запуска синхронных электроприводов насосных агрегатов систем оросительного водоснабжения, проведено компьютерное моделирование прямого и плавного пуска синхронного электропривода, результаты моделирования приведены на графиках и сделан краткий вывод.

The main negative factors affecting the starting modes of synchronous electric drives of pumping units of irrigation water supply systems were identified, computer simulation of direct and soft start of synchronous electric drive was made, the simulation results are shown in graphs and a brief conclusion was made on the study.

Ключевые слова: насосные агрегаты, синхронный электродвигатель, пусковые токи, нагрев двигателя, моделирование, плавный пуск.

Keywords: pumping units, synchronous electric motor, starting currents, motor heating, modeling, soft start.

In this work, the object of the study was adopted high-voltage pumping units of the irrigation pumping station of the first lift. Disturbing effects on the facility were adopted modes of starting the units and the hot climate of the area. Taking into account all factors, the studies were carried out at the ANS-1 irrigation pump station, which is located in the Asht district of the Sogd region of the Republic of Tajikistan. Four pumping units of the 1200V-6.3/100-A series with a capacity of 8 MW each are installed in ANS-1 [1, 2, 3]. The electric drive is salient-pole synchronous electric motors (SM) with a vertical design with regulation of the performance of pumping units by turning on or off the units. This method is ineffective and dangerous, in view of the fact that each shutdown and inclusion are carried out with dynamic electromagnetic transients. In addition, hydraulic shocks, in turn, during start-ups damage and wear out the mechanical parts of equipment and joints of pipelines [4]. Each start-up of a high-voltage SM passes through multiple jumps in the currents and moments of the motor, with voltage deviation, heating of the motor and losses, which reduce the technical life of the units and the entire equipment [4, 7, 8]. At the same time, if we add the still hot climate to the

negative impacts, then the transitional regimes of pumping units can be very critical. Therefore, eliminating or minimizing the negative factors affecting the electric pumping units at startup is a very urgent issue that needs to be investigated and optimized.

With the development of power electronics, various types of semiconductor converters with different functions and capabilities, such as current inverters and voltage regulators, serving only for the soft start of high-voltage AC motors became available. The elimination of negative factors during start-up can be achieved with the use of soft starters (device for soft starts), since they are cheaper than the inverter by almost two to three times, and are good for alternating soft start of several electric motors [3, 4]. For this purpose, in this work, we simulated a transient process with direct and soft start of SM. The main program for modeling was adopted by the MATLAB/Simulink package with which we obtained the transient start-up graphs of the high-voltage SM shown in figures 1 and 2.

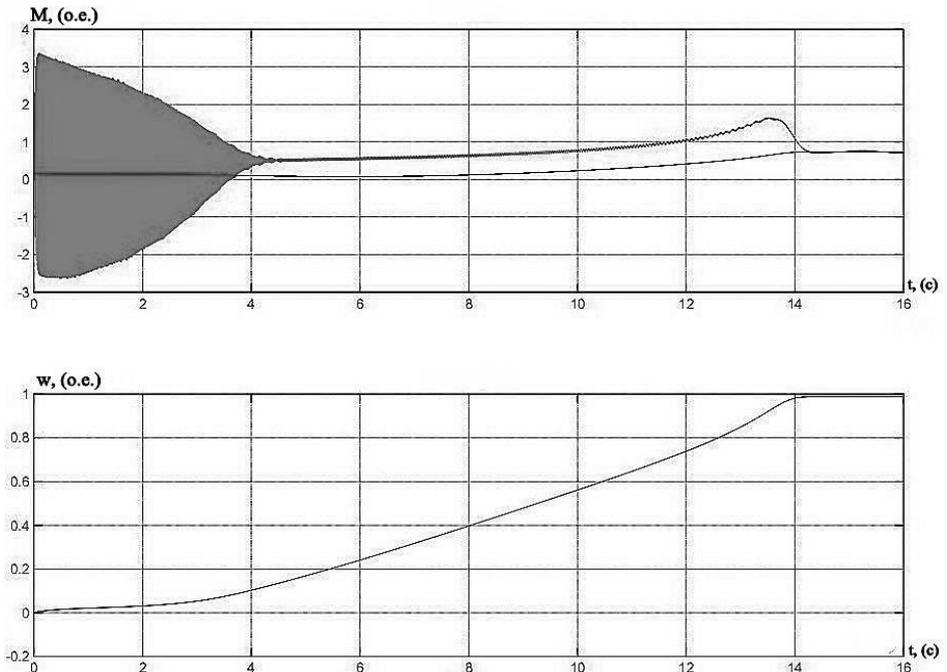


Fig. 1. Transient graphs for direct start-up of SM series BДC2-325/69-16

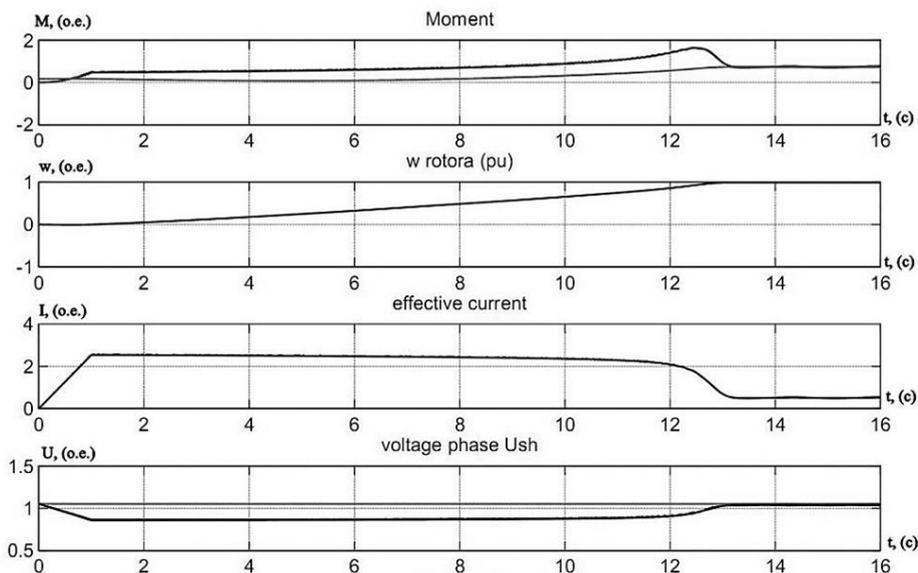


Fig. 2. Soft start of the SM series B/C2-325/69-16

As the simulation results (see in Fig. 2) show, using the soft starter provides fairly favorable conditions for transient processes, namely, it limits the inrush current and jumps in the amplitudes of the oscillations of the electromagnetic moments of SM. In addition, modern soft starters provide the following advantages [4]:

- significantly reduces dynamic loads on bearings of the electric motor;
- improving the operating conditions of electrical equipment;
- significantly reduces current, power losses and voltage deviations in the network when starting the electric motor;
- an increase in the number of permissible starts and the launch of electric motors from sources of limited power;
- improving the reliability and service life of equipment.

As a result of the study of transients of the electric drive of pumping units of the ANS-1 irrigation pump station, it was shown that to optimize starting conditions, it is sufficient to use a soft starter, which are cheaper and can be used to turn on several electric motors in turn. The results of computer simulation showed that the negative effects of currents and moments can be reduced with the help of soft starters.

В данной работе объектом исследования была принята высоковольтная насосная установка оросительной насосной станции первого подъема. Негативные факторы, воздействующий на объект были приняты пусковой режим агрегатов и жаркий климат местности. С учетом всех факторов, исследования проводились на оросительной насосной станции АНС-1, которая находится в Аштском районе Согдийской области Республики Таджикистан. В этой станции установлены четыре насосных агрегата серии 1200В-6,3/100-А мощностью по 8 МВт [1, 2, 3]. Электропривод станции АНС-1 представляет собой трехфазные синхронные электродвигатели (СД) вертикального исполнения, а регулирование производительности насосных агрегатов выполняется путем включения или выключения агрегатов. Этот метод неэффективен и опасен ввиду того, что каждое отключение и включение выполняются с динамическими электромагнитными переходными процессами. Кроме того, гидравлические удары, в свою очередь, при пуске повреждают и изнашивают механические части оборудования и соединения трубопроводов [4]. Каждый пуск высоковольтного СД проходит с многократными скачками токов и моментов двигателя, с отклонением напряжения, нагревом двигателя и потерями, которые уменьшают технический срок службы частей станции и всего оборудования в целом [4, 7, 8]. В то же время, если мы добавим к негативным воздействиям еще жаркий климат, то переходные режимы насосных агрегатов могут быть очень критичными. Поэтому устранение или минимизация негативных факторов, влияющих на электрические приводы насосных агрегатов при запуске, является очень актуальной проблемой, которую необходимо исследовать и оптимизировать.

С развитием силовой электроники стали доступны различные типы полупроводниковых преобразователей с различными функциями и возможностями, такие как преобразователи и регуляторы напряжения, которые служат только для плавного пуска высоковольтных двигателей переменного тока. Устранение негативных факторов при пуске может быть достигнуто с помощью устройств плавного пуска, поскольку они дешевле, чем преобразователи частоты почти в два-три раза и хороши для поочередного плавного пуска нескольких электродвигателей [3, 4]. Для этой цели в этой работе смоделировано переходный процесс с прямым и плавным запуском СД. Программа для моделирования была принята MATLAB/Simulink с помощью, которого было получено графики переходных процессов пуска высоковольтного СД (см. на рис. 1 и 2).

Как показывают результаты моделирования (см. на рис. 2), использование устройства плавного пуска обеспечивает довольно благоприятные условия для переходных процессов, а именно ограничивает

пусковой ток и скачки амплитуд колебаний электромагнитных моментов СД. Кроме того, современные устройства плавного пуска обеспечивают следующие возможности [4]:

- значительное снижение динамических нагрузок на подшипниках электродвигателя;
- улучшение условий эксплуатации электрооборудования;
- значительное снижение токов, потери мощности и отклонения напряжения в сети при запуске электродвигателя;
- увеличение количества допустимых пусков и пуск электродвигателей от источников ограниченной мощности;
- повышение надежности и ресурса оборудования.

В результате исследования пусковых переходных процессов в электроприводе насосных агрегатов станции АНС-1 было показано, что для оптимизации условий запуска достаточно использовать устройство плавного пуска, которое дешевле и может быть использовано для пуска нескольких электродвигателей по очереди. Результаты компьютерного моделирования также показали, что негативное влияние токов и моментов можно уменьшить с помощью устройств плавного пуска.

Список литературы

1. *Дадабаев, Ш.Т.* Особенности механических характеристик электроприводов с вентиляторным характером нагрузки // *Электрооборудование: эксплуатация и ремонт.* – Москва, 2013. – №11. – С. 29-34.
2. *Дадабаев, Ш.Т.* Перспективы внедрения регулируемых электроприводов в насосных агрегатах большой мощности // *Энергетик.* – 2015. – №7. – С. 31-33.
3. *Дадабаев, Ш.Т.* Исследования применения энергоэффективных способов управления в электроприводах с вентиляторной нагрузкой / Ш.Т. Дадабаев, В.Н. Ларионов // *Вестник ТГУ* – 2014. – №4. – С. 56-59.
4. *Дадабаев, Ш.Т.* Исследование технологических и переходных процессов электроприводов турбомеханизмов/ Ш.Т. Дадабаев, Х.А. Рахматов, Б.А. Абдумаликов // *Известия Тульского государственного университета. Технические науки.* Вып. 4. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2017. – С. 256-263.
5. *Ларионов, В.Н.* Энергоэффективность и энергосбережение в электроприводах с вентиляторной нагрузкой / В.Н. Ларионов, А.Г. Калинин. – Чебоксары: Изд-во. Чуваш. Ун-та, 2012. – 146 с.
6. *Лезнев, Б.С.* Энергосбережение и регулируемый привод в насосных и воздушных установках. – М.: Энергоатомиздат, 2006. – 360 с.
7. *Нейман, З.Б.* Крупные вертикальные электродвигатели переменного тока. – М.: «Энергия», 1974. – 376 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028211751513.30415241
УДК 621.865.8

О.В. Филипович, Н.И. Чаленков, А.В. Салиенко

(г. Севастополь, Севастопольский государственный университет)

O.V. Filipovich, N.I. Chalenkov, A.V. Salienko (Sevastopol, Sevastopol State University)

МОДЕЛЬ ДВИЖЕНИЯ РАБОЧЕГО ОРГАНА SCARA-МОДУЛЯ С УЧЕТОМ ХАРАКТЕРИСТИК ЕГО ЭЛЕМЕНТОВ

**MODEL OF MOVEMENT OF THE END EFFECTOR OF THE SCARA-MODULE
TAKING INTO ACCOUNT THE CHARACTERISTICS OF ITS ELEMENTS**

Рассматривается функционирование многофункционального модуля на основе манипулятора типа SCARA. Разработана модель, позволяющая определить траекторию движения рабочего органа модуля при известных геометрических и механических характеристиках его элементов. Приведены результаты моделирования.

The operation of a multifunctional module based on a manipulator of the SCARA type is considered. A model has been developed that allows to determine the trajectory of the end effector of the module with known geometric and mechanical characteristics of its elements. The simulation results are given.

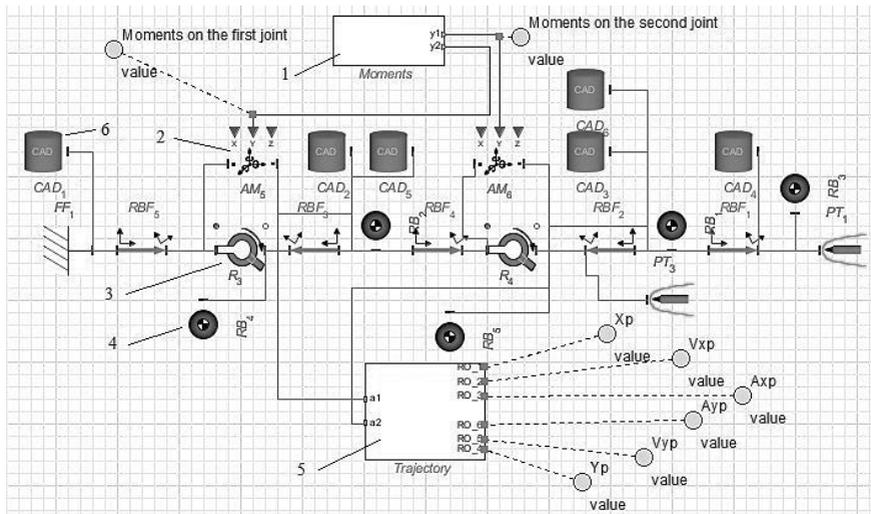
Ключевые слова: манипулятор, SCARA-кинематика, модель движения, MapleSim.

Keywords: manipulator, SCARA-kinematics, movement model, MapleSim.

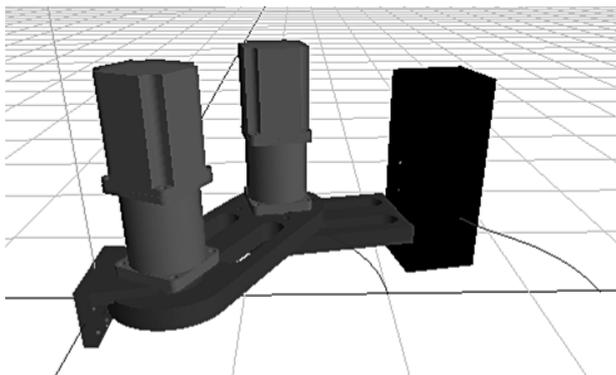
Рассматривается функционирование быстроперенастраиваемого модуля для выполнения различных технологических операций. В основу схемы, на базе которой разработан данный модуль, положена кинематика манипуляторов типа SCARA (Selective Compliance Assemble Robot Arm).

Целью данной работы является разработка модели движения рабочего органа многофункционального быстроперенастраиваемого модуля с учетом геометрии и механических характеристик его элементов, включая рабочий орган.

Для построения модели используется MapleSim. Основные принципы построения модели манипулятора в указанной среде описаны в [1]. Блок-схема модели и ее визуальное отображение в среде MapleSim представлены на рис.1. Ключевыми блоками являются Applied Moment (задают значения моментов по каждой из координат), Euler Angles с последующим входом на блок Real Demultiplexer (позволяет получить из пространственного угла Эйлера три плоских угла, которые являются исходными данными для решения прямой задачи кинематики [2]).



а)



б)

Рис. 1. Модель (а) и визуальное отображение модели (б) манипулятора в среде MapleSim: 1 – подсистема ввода моментов на шарнирах; 2 – блок Applied Moment; 3 – вращательная кинематическая пара 5-го класса; 4 – центры масс; 5 – подсистема определения характеристик движения рабочего органа

В конструкции модуля предполагается применение шаговых двигателей с крутящим моментом 6 Нм и следующих инструментов в качестве рабочего органа: гравер, захват, экструдер. Используемые при моделировании геометрические параметры и массы звеньев модуля приведены в таблице 1. Графики зависимостей управляющих моментов от времени на первом и втором шарнирах показаны на рис.2. Графики зависимостей перемещений, скоростей и ускорений рабочего органа модуля показаны на рис. 3...5.

Таблица 1. Параметры звеньев модуля

Название	Значение	Единицы измерения	Описание
Sx1	0,05	м	Расстояние от основания до первого шарнира
Sx2	0,075	м	Расстояние от первого шарнира до центра масс между шарнирами
Sx3	0,075	м	Расстояние от центра масс между шарнирами до второго шарнира
Sx4	0,075	м	Расстояние от второго шарнира до центра масс между вторым шарниром и рабочим органом
Sx5	0,075	м	Расстояние от центра масс между вторым шарниром и рабочим органом до рабочего органа
m1	0,4	кг	Масса первого плеча
m2	0,4	кг	Масса второго плеча
m3	0,5	кг	Масса рабочего органа
m11	3	кг	Масса первого шарнира
m22	3	кг	Масса второго шарнира

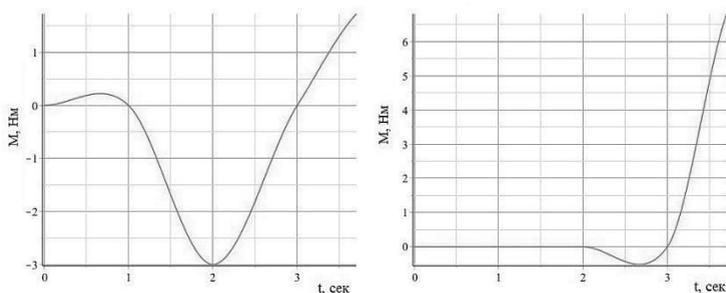


Рис. 2. Графики изменения моментов на шарнирах:
а – на первом шарнире; б – на втором шарнире

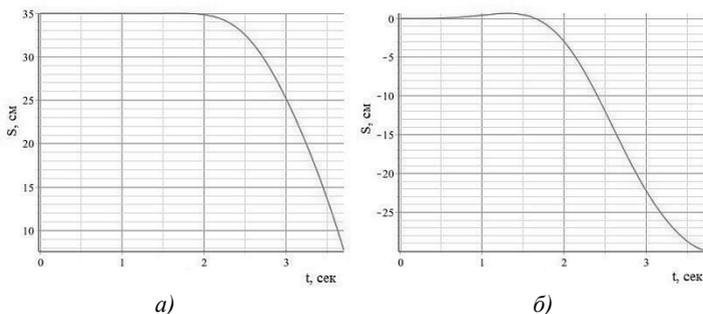


Рис. 3. Графики перемещения рабочего органа по осям x и y:
а – по оси x; б – по оси y

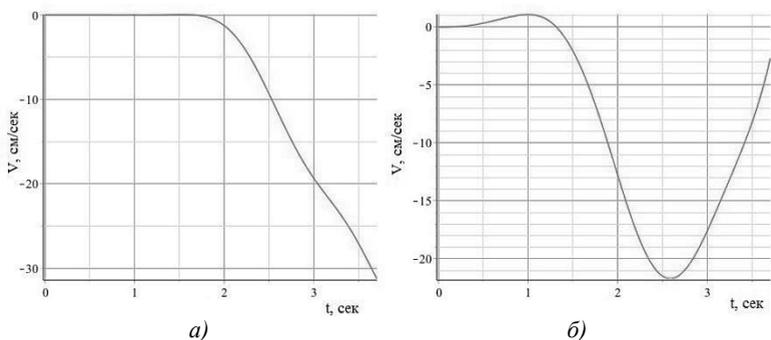


Рис. 4. Графики изменения скорости рабочего органа по осям x и y :
 а – по оси x ; б – по оси y

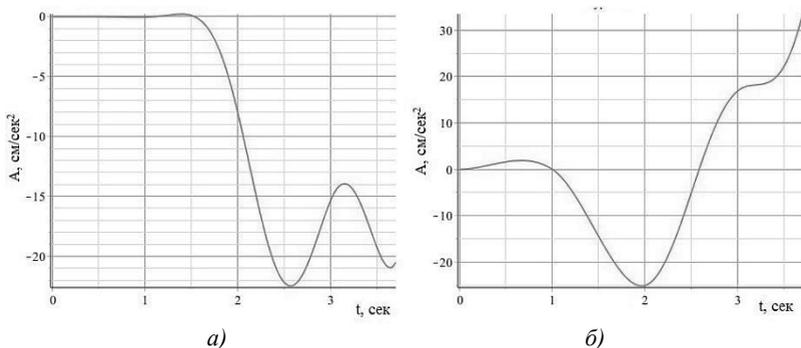


Рис. 5. Графики изменения ускорения рабочего органа по осям x и y :
 а – по оси x ; б – по оси y

Проведенные исследования позволяют оценить динамические характеристики движения рабочего органа модуля с учетом моментов, создаваемых приводами, геометрических и механических параметров его элементов.

Исследования выполнены при поддержке ФГБУ «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере» (Фонд содействия инновациям).

Список литературы

1. 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.
2. Filipovich, O. The analysis of the kinematic characteristics of the multifunctional module based on the SCARA type manipulator /O. Filipovich, N. Chalenkov, A. Balakin //International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), 2018. – PP. 1-6.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Р.Н. Хурамшин, А.Л. Джауль, И.В. Штенников
(г. Ижевск, Ижевский государственный технический университет
им. М.Т. Калашникова)

R.N. Huramshin, I.V. Shtennikov, A.L. Jaule (Izhevsk, Kalashnikov ISTU)

ИССЛЕДОВАНИЕ ТИРИСТОРНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ РЕЗИСТИВНОГО ИСПАРИТЕЛЯ

RESISTIVE EVAPORATOR THYRISTOR POWER SUPPLY RESEARCH

Исследована устойчивость работы тиристорного источника питания резистивного испарителя в области малых значений выходной мощности. Выявлены причины нестабильной работы при мощностях менее 9 %.

Thyristor power supply stability of a resistive evaporator are explored in the region of small output power values. Unstable work reasons at power of less than 9% are found out.

Ключевые слова: тиристорные регуляторы мощности, фазоимпульсное управление, источник питания, резистивный испаритель.

Keywords: thyristor power controllers, phase control, power supply, resistive evaporator.

Управляемые источники питания широко используются в промышленности в системах автоматического управления технологическими процессами [1, 2], в основе работы которых распространено применение тиристорных (симисторных) регуляторов мощности с фазоимпульсным управлением, позволяющих управлять потреблением электрической энергии большой мощности. Подобного рода источники используются для питания и управления работой резистивных испарителей при нанесении вакуумных покрытий методом термического испарения [3].

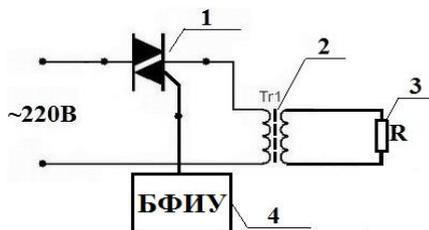


Рис. 1 Электрическая схема источника питания резистивного испарителя: 1 - симистор, 2 - трансформатор, 3 - резистивный испаритель, 4 - блок фазоимпульсного управления симистора

На рис. 1 приведена используемая в установках вакуумного напыления УВН-71П-3 схема однофазного источника питания резистивного испарителя. В которой блок фазоимпульсного управления симистора (БФИУ) 4 осуществляет управление углом отпирания симистора 1, а вместе с ним регулирование напряжения первичной обмотки трансформатора 2 и тока цепи резистивного испарителя (R) 3.

Источник питания испарителя работает на нагрузку с малым сопротивлением. На примере порошкового испарителя хрома в интервале 20–1550°C сопротивление испарителя изменяется в пределах от 5 до 80 мОм [4]. При этом, во время пуска источник питания работает в режиме близком к короткому замыканию, на сопротивление $\approx 5^{\circ}\text{мОм}$ [5].

При эксплуатации установки УВН–71П–3 наблюдалось, что при регулировании малых значений выходной мощности источник питания работает неустойчиво: прерывается ток в цепи испарителя, наблюдается изменение его свечения.

В связи с этим целесообразным является исследование работы источника питания резистивного испарителя в области малых значений потребляемой мощности.

Для этого исследовались форма, амплитуда и устойчивость выходного напряжения силового блока, поступающего на первичную обмотку силового трансформатора, а также работа блока формирования импульсов управления симистором (БФИУ).

Вид кривых выходного напряжения силового блока на границе устойчивого и неустойчивого режимов работы источника приведены на рис. 2, 3.



Рис. 2. Осциллограмма выходного напряжения силового блока (устойчивая работа)

Осциллограммы на рис. 3а демонстрируют скачки, нестабильность выходного напряжения силового блока по амплитуде. В случае, приведенном на рис. 3б, наблюдается периодическое отсутствие отрицательного импульса напряжения на выходе силового

блока. Следовательно, мощность, выделяемая на нагрузке, уменьшается вдвое. Приведённые осциллограммы демонстрируют неустойчивую работу источника питания испарителя, которая оказывает негативное влияние на процесс испарения, вызывает скачкообразное изменение тока и температуры испарителя, что нарушает планомерное течение процесса нанесения покрытия.

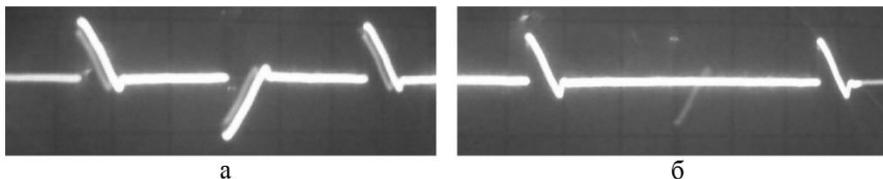


Рис. 3. Осциллограмма выходного напряжения силового блока: а – скачки напряжения по амплитуде, б – пропуски полупериодов.

В результате проведенных исследований выявлена нестабильность работы источника питания резистивного испарителя, которая наблюдается при при мощностях потребления менее 9%. Полученные данные экспериментальных исследований согласуются с результатами ранее проведенного моделирования симисторного источника питания с фазоимпульсным управлением [4], в которых нестабильность работы источника питания наблюдалась при мощности ниже 7%.

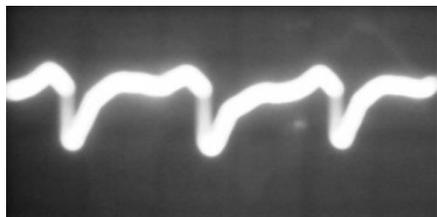


Рис. 4. Осциллограмма с выхода генератора пилообразного сигнала

При исследовании блока фазоимпульсного управления симистором (БФИУ) выявлено искажение формы пилообразного напряжения – рис. 4. Вершина пилообразного напряжения соответствует минимальной мощности источника питания, при этом ее искаженная форма и скачки по амплитуде могут приводить, как к пропуску управляющего сигнала на открытие симистора, которые влекут за собой пропуски полупериодов питающего напряжения, так и скачки в большую сторону мощности, в результате уменьшения угла отпирания симистора. Кроме того, нелинейность пилообразного сигнала не позволяет плавно осуществлять регулирование мощности на выходе источника питания.

На рис. 5 представлена осциллограмма управляющих импульсов при малой мощности источника питания. На выходе блока формирования управляющих импульсов, наряду с импульсами основного сигнала управления, имеют место одиночные импульсы (ОИ), которые могут привести к преждевременному отпиранию симистора и увеличению выходной мощности на резистивном испарителе.

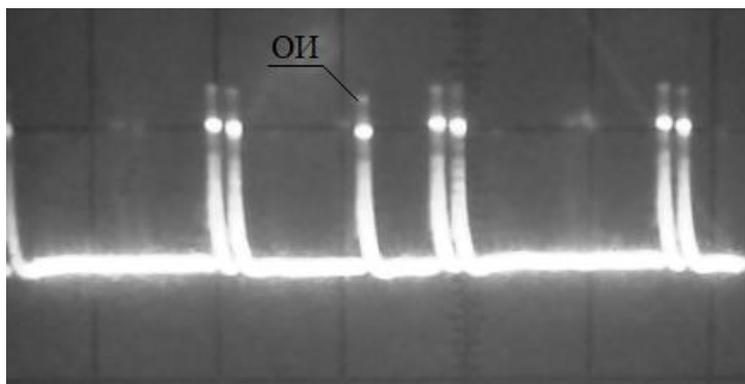


Рис. 5. Осциллограмма управляющих импульсов

Таким образом, экспериментальные исследования тиристорного источника питания резистивного испарителя в составе установки УВН-71П-3 показали нестабильность его работы при регулировании его выходной мощности в области менее 9 %.

Возможной причиной этому является наблюдаемое искажение формы пилообразного напряжения в блоке управления, которое приводит к появлению в цепи управления симистора отдельных импульсов, приводящих к преждевременному его отпираанию, нарушающему планомерное течение процесса формирования покрытия.

В дальнейшем следует обратить внимание на совершенствование схемы управления тиристором (симистором) и проведение исследований на устойчивость работы тиристорных источников питания при больших углах управления – $\alpha \approx 160-180^\circ$.

Список литературы

1. *Горбачев, Г.Н.* Промышленная электроника / Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин. – Москва: Энергоатомиздат, 1998. – 386 с.

2. *Розанов, Ю.К.* Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – 2-е изд., стереотипное. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632 с.

3. *Бобров, Г.В.* Нанесение неорганических покрытий (теория, технология, оборудование): учеб. пособие для студентов вузов / Г.В. Бобров, А.А. Ильин // М.: Интернет Инжиниринг, 2004. – 624 с.

4. *Игнатъев, А.В.* Анализ работы источника питания резистивного испарителя с фазоимпульсным управлением. / А. В. Игнатъев, И. В. Штенников, Д. П. Четкарёв // Приборостроение в XXI веке – 2015. Интеграция науки, образования и производства: сб. материалов XI Междунар. науч.-техн. конф. (Ижевск , 25-27 нояб. 2015 г.) – Ижевск: Изд-во ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2015 – С.329-333.

5. *Штенников, И.В.* Анализ методов измерения электрического сопротивления проволочного испарителя хрома / И. В. Штенников, Е. Н. Алексеев, А. В. Туров // Приборостроение в XXI веке – 2015. Интеграция науки, образования и производства: сб. материалов XI Междунар. науч.-техн. конф. (Ижевск , 25-27 нояб. 2015 г.) – Ижевск: Изд-во ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2015 – С.323-328.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

**СЕКЦИЯ «МУЛЬТИФИЗИЧЕСКОЕ, МАТЕМАТИЧЕСКОЕ,
ПОВЕДЕНЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ»**

MULTIPHYSICAL, MATHEMATICAL, BEHAVIORAL MODELING

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e0282118e4540.80444801

УДК 519.872.8:004.7

К.А. Батенков

(г. Орёл, Академия ФСО России)

K.A. Batenkov (Oryol, Academy of FGS of Russia)

**МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОЖЕСТВ НЕСВЯЗНЫХ ПОДГРАФОВ
ДЛЯ СЛОЖНОРАЗВЕТВЛЕННЫХ СЕТЕЙ**

MODELING SETS OF DISJOINT SUBGRAPHS
FOR COMPLEX BRANCHED NETWORKS

Представлен подход к моделированию множеств несвязных подграфов для сложноразветвленных сетей.

An approach to modeling the set of disjoint subgraphs for complex branched networks is presented.

Ключевые слова: минимальное сечение, несвязный подграф, сеть, граф.

Keywords: minimum cross-section, disconnected sub-graph, network graph.

Процедуры формирования множеств сечений как для направления связи, так и для графа в целом являются несколько более простыми, чем аналогичные процедуры для связных подграфов [1]. Данное обстоятельство связано, прежде всего, с тем, что для большинства реальных сетевых топологий количество соответствующих связных подграфов (путей и остовых деревьев) обычно сопоставимо или существенно больше количества несвязных подграфов (сечений в направлении и в целом) [2].

Множества сечений в направлении связи формируются на основе ранее использованных сечений вершин графа [3]. При этом данные сечения разбиваются на три группы. Первая содержит только сечение вершины–истока, вторая – только сечение вершины–стока, а третья – все оставшиеся. Производится последовательный перебор всех комбинаций третьей группы, порядок которых варьируется от одного до значения на три единицы меньшего числа вершин в графе. Для каждой комбинации проверяется два условия. Первое – если комбинация содержит все вершины, входящие в первую группу (сечение вершины–истока), то она отбрасывается. Второе – если комбинация не включает в себя сечений, не содержащих вершины, входящие во вторую группу (сечение вершины–стока), то она также отбрасывается. Данные условия позволяют существенно сократить количество не минимальных сечений, но полностью, как показали исследования, эту проблему не устраняют.

Каждая из полученных комбинаций третьей группы дополняется первой (сечением вершины–истока) и после удаления дублированных ребер сохраняется как сечение графа в направлении [4]. Следует заметить, что в отличие от подхода, описанного в [3], необходимо дополнительно проверять сохраняемые сечения на минимальность, так данная процедура формирует сечения, способные потенциально содержать в себе минимальные. Отметим, что подобная процедура также достаточно просто реализуется в программной среде MathCad, а в качестве исходных данных используются, как и при формировании простых путей, матрица смежностей и две вершины – исток и сток.

Множества сечений для графа в целом формируются на основе перебора всех допустимых комбинаций ребер от первого порядка до порядка, в общем случае соответствующего числу ребер в графе сети [5, 6]. При этом для сокращения количества рассматриваемых комбинаций используется прием, когда комбинация являющаяся сечением в дальнейшем не порождает комбинации более высокого порядка. Для каждой комбинации проверяется два условия. Первое – является ли она сечением, то есть на основе метода поиска в ширину осуществляется контроль связности графа, не включающего ребра данной комбинации. Второе – выполняется проверка на минимальность данной комбинации, то есть является ли она подмножеством уже найденных сечений или нет [7]. Реализация данной процедуры также достаточно проста в пакете математического моделирования MathCad, а исходные данные аналогичны используемым при формировании множества остовых деревьев – матрица смежностей. Отметим, что в отличие от метода формирования сечений в направлении связи, этот метод оказывается более громоздким вследствие как несколько большего количества сечений, так и более разветвленной процедуры образования комбинаций для проверки.

Список литературы

1. *Филин, Б.П.* Методы анализа структурной надежности сетей связи // Москва : Радио и связь, 1988. – 208 с.
2. *Tamm, V.* Теория графов / пер. с англ. – Москва : Мир, 1988. – 424 с.
3. *Chaturvedi S. K.* Network Reliability. Measures and Evaluation. Wiley, 2016. 237 p.
4. *Батенков, К.А.* Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Российской научно-технической конференции. – 2017. – С. 19–23.
5. *Батенков, К.А.* Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. – 2017. – № 4 (53). – С. 5–28.
6. *Батенков, К.А.* К вопросу оценки надежности двухполюсных и многополюсных сетей связи // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2017. – С. 604–608.
7. *Батенков, К.А.* Анализ и синтез структур сетей связи по детерминированным показателям устойчивости / К. А. Батенков, А. А. Батенков // Труды СПИИРАН. – 2018. – № 3 (58). – С. 128–159.

Материал поступил в редколлегию 26.09.19.

К.А. Батенков, А.Н. Орешин, М.А. Бакалец
(г. Орел, Академия ФСО России)
K.A. Batenkov, A.N. Oreshin, M.A. Bakalets
(Oryol, Academy of Federal Security Service of Russia)

ПАРАМЕТРЫ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ МНОГОТОЧЕЧНОЙ ПЕРЕДАЧИ

MULTI-POINT TRANSMISSION PERFORMANCE

В данном тексте рассмотрены особенности функционирования системы многоточечной передачи информации. В частности, уделяется внимание параметрам, протоколам и другим версиям Рекомендаций.

This text describes the features of the functioning of the system of multipoint transmission of information. In particular, attention is paid to parameters, protocols and other versions of Recommendations.

Ключевые слова: протокол многоадресной рассылки, измерительные точки, протокол управления группами интернета, обменная ссылка, сетевой раздел, ансамбль сетевых секций.

Keywords: Protocol Independent Multicas, Measurement Points, Internet Group Management Protocol, Exchange Link, Network Section, Network Section Ensemble.

Общие сведения о Рекомендации Y-1544

В Рекомендации Y-1544 [1] определяются параметры, которые могут использоваться при определении и оценке скорости, точности, надежности и доступности передачи данных при использовании международного Интернет протокола (IP – Internet Protocol). Рассматриваются параметры, применимые к IP услугам «точка-многоточка» и сетевым элементам, которые предоставляют или способствуют предоставлению такой услуги в соответствии нормативным актам [2, 3].

В частности, Рекомендация [1] опирается на ту же многоуровневую модель и общую модель, определенную в ИТУ-Т Y.1540 [4] для двухточечных соединений. Сфера применения этой Рекомендации расширяет использование ИТУ-Т Y.1540 для области, которая была оставлена для дальнейшего изучения – соединения «точка-многоточка».

В ее сферу применения также входят параметры производительности, которые имеют отношение к конкретным многоадресным протоколам. В настоящее время охвачены Протокола управления группами Интернета (IGMP – *Internet Group Management Protocol*) версии 2 и 3. Включение этих протоколов выходит за рамки ИТУ-Т Y.1540 для охвата функций обеспечения доступа и разъединения соединений.

Работа многоадресных протоколов маршрутизации прозрачна для пользователей и их узлов доступа прежде всего с точки зрения способности сети доставлять пакеты из источников в пункты назначения [5]. Эта Рекомендация не определяет параметры производительности для таких протоколов. Таблица 1 иллюстрирует охват этой Рекомендация с точки зрения матрицы «3 на 3» (определено в ITU-T I.350).

Таблица 1. Область охвата Рекомендации Y-1544

Критерии \ Функции	Скорость	Достоверность	Надежность
Установление соединения	Параметры производительности для членов многоадресной группы (раздел 8)		
Передача информации о пользователе	Параметры производительности для многоточечной передачи пакетов (раздел 6)		
Разъединение соединения	Параметры производительности для членов многоадресной группы (раздел 8)		

Мультиточечное функционирование многоуровневой модели IP-сервиса

Многоуровневая модель для услуг IP (п. 4 ITU-T Y.1540 [4]) также применяется к варианту «точка-многоточка». Единственным дополнительным условием, связанным с функционированием модели, является воспроизведение пакетов в многоадресных маршрутизаторах. Когда требуется, многоадресный маршрутизатор используется для воспроизведения пакетов заданной группы многоадресной рассылки, для их дальнейшей отправки по двум или более исходящим ссылкам в направлении их пунктов назначения [6].

Мультиточечное функционирование общей модели IP-сервиса

Основное дополнение в отношении существующей модели предоставления услуг (п. 5 ITU-T Y.1540 [2]) заключается в том, что информация о многоадресной маршрутизации заметно отличается от глобально передаваемой информации о маршрутизации. Назначением информации о многоадресной маршрутизации является создание многоадресной рассылки дерева распространения, применимого к каждому источнику/группе, или применимого к различным группам при совместном использовании многоадресных деревьев. Многоадресная маршрутизация может быть получена из информации об уже доступной одноадресной маршрутизации (как это делается с независимой от протокола многоадресной рассылки (PIM – *protocol independent multicast*)). Ограничения информации о многоадресной маршрутизации связаны с обеспечением большого количества допустимых выходных измерительных точек (MP – *measurement points*). В общем, все IP-пакеты (и фрагменты пакетов), исходят из основного сегмента (как определено в ITU-T Y.1540 [4]): базовый сегмент – это либо обменная ссылка (EL – *exchange link*), либо сетевой раздел (NS – *network section*), либо узел-источник или узел-адресат) должны перенаправлять только в другие базовые сегменты, если это разрешено доступной многоадресной маршрутизацией. В отведенное время (потому что

информация о маршрутизации не является статичной) и относительно предоставленных IP сервисов «точка-точка» [7] и базовых секций или ансамблей сетевых секций (NSE – *network section ensemble*):

– входной MP является допустимым входным MP, если переход этого MP в этот основной раздел или NSE разрешено информацией о многоадресной маршрутизации;

– выходной MP является допустимым выходным MP, если прохождение этого MP приводит к другому базовому сегменту, разрешенного информацией о многоадресной маршрутизации.

Все исходы пакетов, определенные ранее, сформулированы с точки зрения допустимого входного MP и выходного MP. В настоящей Рекомендации определяются параметры многоточечного соединения для случаев элементарных соединений «точка-точка», часто используются параметры соединений «точка-точка». В результате, параметры оцениваются в отношении одного допустимого входного MP и одного допустимого выходного MP. Ограничение определения результатов парами входного и выходного MP позволяет избежать сложности комбинаций исходов, когда допустимо использование нескольких выходных MP для одного входящего (например, многоточечный результат может быть: <успех, успех, потеря, успех> в четырех направлениях; каждая комбинация «потери», «успеха», «ошибки» или других исходов потребует нового определения многоточечного результата, и это не поддается управлению и не имеет практической пользы как альтернатива использованию результатов «точка-точка» [8]).

Параметры производительности многоточечной передачи IP-пакетов

В ранее рассмотренных рекомендациях определяются параметры производительности с акцентом на вариант с двухточечным соединением. Этот пункт также расширяет ключевые концепции Y.1540 [4] в областях, необходимых для определения параметров для случая многоточечного соединения.

Производительность метода многоточечного распределения пакетов по набору адресатов может рассматриваться как набор двухточечных передач пакетов и характеризуется использованием одного или нескольких параметров двухточечного соединения. Кроме того, в настоящей Рекомендации определяются параметры, специфичные для двухточечного соединения.

Существует три основных категории параметров многоточечной связи, которые ориентированы на различные объекты в этой топологии: параметры, которые описывают производительность источника, параметры, которые описывают производительность в одном или нескольких пунктах назначения и параметры, которые можно применить к описанию производительности подразделов многоадресного дерева. В своей нынешней версии эта Рекомендация в первую очередь направлена на производительность пункта назначения.

Параметры доступности многоточечной IP-услуги

Функцию доступа однонаправленной двухточечной услуги, определенную ранее, следует использовать для оценки доступности многоадресного пути между источником и любым отдельным пользователем пункта назначения [1].

Доступность группы IP: с учетом D , набор из N пунктов назначения (или групп), которые ожидают пакеты от источника, параметр доступности услуги многоточечной IP-связи определяется как соотношение пунктов назначения в доступном состоянии «точка-точка», N_{av} , (во время определенной оценки интервала T_{av}), и общее количество пунктов назначения N (где доступность «точка-точка» определена в ITU-T Y.1540 [2]).

Доля пунктов назначения в доступном состоянии во время T_{av} может быть выражена как:

$$A(T_{av}) = \frac{N_{av}}{N},$$

Средняя доступность IP-услуг группы: средняя доля доступных адресатов за интервал записи результатов,

$$Tr = I \times T_{av},$$

составляет

$$mean(A(T_{av}), T_v) = I^{-1} \sum_i A(T_{av})_i,$$

где I – целое число.

Список литературы

1. ITU-T Y.1544. Multicast IP performance parameters / Telecommunication Standardization Sector of ITU (07/2008).
2. Батенков, К.А. Алгоритм синтеза базиса ортонормированных функций для многоканальной передачи данных / Батенков А.А., Богачев Г.В., Батенков К.А. // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 2. – С. 19–25.
3. Батенков, К.А. Об анализе живучести сетей связи на основе вероятностного подхода // Неделя науки СПбПУ: материалы науч. конф. с междунар. участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. – 2016. – С. 6–8.
4. ITU-T Y.1540. Internet protocol data communication service – IP packet transfer and availability performance parameters / Telecommunication Standardization Sector of ITU (07/2016).
5. Батенков, А.А. Дискретизация линейного канала связи с памятью и аддитивным белым гауссовским шумом численным методом / А.А. Батенков, К.А. Батенков // Математическое моделирование. – 2009. – Т. 21. – № 1. – С. 53-74.
6. Батенков, К.А. Модели системных характеристик линейных каналов связи на основе интегральных преобразований // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2012. – № 3 (4). – С. 120-125.
7. Батенков, К.А. Общие подходы к анализу и синтезу структур сетей связи // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Российской науч.-техн. конф. – 2017. – С. 19–23.
8. Батенков, К.А. Технический эффект оптимальных линейных модуляции и демодуляции в беспроводных системах связи // Известия Института инженерной физики. – 2015. – № 1 (35). – С. 24–28.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

С.М. Ахмедова, М.А. Ахмедов

(г. Сумгаит, Сумгаитский государственный университет)

S. M. Akhmedova, M. A. Akhmedov (Sumgayit, Sumgayit State University)

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ НА ПРИМЕРЕ ГИБКОЙ ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ

IMPLEMENTATION ALGORITHM IMITATION MODEL ON THE EXAMPLE OF FLEXIBLE PRODUCTION SYSTEM

Приведены вопросы реализации алгоритма имитационной модели на примере ГПС резки листов на карточки и очистки их поверхности. Описаны этапы исследования имитационной модели ГПС компьютерными экспериментами.

The problems of algorithm realization of imitation model on an example of FMS for cutting plates and cleaning their upper faces are considered. The stages of researching the imitation model of FMS by means of computer experiments are given.

Ключевые слова: имитационная модель, гибкий производственный модуль, RAO–studio, ресурсы, база знаний.

Keywords: imitation model, flexible manufacture module, RAO-studio, resources, knowledge base.

Как известно жизненный цикл любого проектируемого объекта во многом зависит от сроков выполнения этапов проектирования, предшествующих этапу эксплуатации созданного объекта в реальных производствах. Опыт внедрения сложных систем в виде гибких производственных систем (ГПС) показал, что сказанное еще более усугубляется при их внедрении в конкретных объектах. Для решения данной проблемы перспективным направлением является широкое применение методов автоматизации на всех этапах проектирования и оценка целесообразности создания нового объекта на этапе системотехнического проектирования (этапы эскизного, технического и рабочего проектирования), компьютерными экспериментами с использованием методов имитационного моделирования и представлением результатов имитации анимацией в двух или трехмерных пространствах.

В [1] с учетом требований программного комплекса RAO-studio на языке РДО [2] последовательно рассмотрены некоторые вопросы исследования, а именно:

1. Разработаны концептуальная модель участка, принятого в качестве объекта исследования, и структурно-функциональная схема ГПС.

2. Предложена и разработана архитектура инструмента автоматизированного моделирования (ИАМ) имитационной модели ГПС на языке РДО с использованием закладок RAO-studio.

3. Разработан алгоритм управления ГПС в виде временной сети Петри с использованием закладок RAO-studio.

4. Разработан алгоритм управления ГПС в действующем производстве с использованием результатов имитационной модели и алгоритма управления в виде сети Петри.

5. Разработан алгоритм управления ГПС в действующем производстве с использованием результатов имитационной модели и алгоритм управления в виде временной сети Петри.

В тезисе доклада рассматриваются вопросы реализации алгоритма имитационной модели на примере ГПС.

Исследование имитационной модели ГПС компьютерными экспериментами выполняется на двух этапах:

На первом этапе инструментом автоматизированного моделирования, функционирующего в среде RAO-studio создаются базы данных (обобщенная база по типам ресурсов ГПС с использованием закладки RTP и база ресурсов с переменными значениями параметров с использованием закладки RSS), базы знаний (база событий - начало и конец действий с использованием закладки PAT и база операций с использованием закладки OPR) и базы анимационных представлений результатов имитации ГПС с использованием закладок FRM и FUN.

На втором этапе осуществляется исследование созданной имитационной модели ГПС компьютерными экспериментами с использованием закладки SMR. Эксперименты продолжаются до тех пор, пока не получается желаемый результат. При этом количество прогонов задается экспериментатором. Результаты имитационной модели представляются анимационными методами с использованием закладки FRM. Данный алгоритм имитационного моделирования использован при проектировании ГПС резки листов на карточки и очистки их поверхности.

Обобщённая база по типам ресурсов ГПМ. Исходя из понятий РДО, в начале определим ресурсы модели, т.е. те элементы участка, которые участвуют в процессе. В качестве таковых могут выступать транспортные системы, роботы, гильотинные ножницы, подъемно-позиционирующие манипуляторы, позиционирующие манипуляторы, устройство механической очистки.

В модели определено несколько типов ресурсов с именами: “Транспортная_система”, “робот”, “гильотина”, “устройство_механической_очистки ” и т.д. Типы ресурсов определяют структуру глобальной базы данных программы (модели). Вид ресурсов данного типа может быть одним из следующих *permanent* (постоянные ресурсы), *temporary* (временные ресурсы). Для нашей модели нужны постоянные и временные типы ресурсов, они имеют параметры целого типа (*integer*) и вещественного типа (*real*),

которым присваиваются имена параметров. Он описывается в модельном объекте с именем - *резка.rtp*.

База ресурсов ГПМ с переменными значениями параметров. В модели присутствует несколько ресурсов с именами *Транспортная_система*”, “*робот*”, “*гильотина*”, “*устройство_механической_очистки*” и т.д. при описании ресурсов после имени типа ресурса можно указать признак трассировки (*trace*). Трассировка служит для сбора информации об изменениях состояния ресурса. Поскольку мы хотим, получить результаты имитации для работы модели, то признак трассировки присутствует в *резка.gss*.

База событий (начала и конец действий). После того как ресурсы описаны, необходимо формализовать закономерности их взаимодействия при выполнении действий, происходящих в моделируемой системе. Для этого служат такие объекты как образцы и операции: Образец поворота робота налево, образец захвата детали, образец поворота детали направо, образец выгрузки детали, образец переноса детали.

Графическое представление процесса моделирования. Для того чтобы показать, что происходит с ресурсами модели мы должны использовать анимацию, чтоб проследить каждый момент времени. Для этого нам понадобится изображать графические объекты и их взаимодействия, поэтому использование лишь текстовых элементов отображения в данной модели недостаточно. Кадр состоит из фоновой картинке и переменных элементов, которые определяются состоянием системы и могут изменяться во время просмотра кадра. Описание кадров выполняется в отдельном объекте, который является исходным для системы отображения.

Разработка объекта прогона. В объекте прогона указывают ряд необходимых для управления прогоном данных и режимов. Этот объект состоит из двух частей. Первая часть содержит имена файлов, содержащих необходимые объекты и вторая часть, режимы прогона.

Общий вид процесса проходящего в среде имитационного моделирования РДО в реальном моменте времени показано на рис.1.

Алгоритм управления имитационной модели ГПМ в виде временной сети Петри. Системы управления сложных систем в виде ГПС также относят к категории сложных и при внедрении ГПС в реальных объектах приобретает важное значение. В этой связи при имитационном моделировании ГПС, исследование его алгоритма управления компьютерными экспериментами является актуальной задачей. С использованием возможностей программного комплекса RAO-studio задачу можно решить с помощью временной сети Петри. При этом инструментом автоматизированного моделирования имитационной модели создаются базы данных, знаний и анимации с помощью соответствующих закладок RAO-studio, а именно: обобщенная база по типам ресурсов сети. Петри в «RTP»;

база ресурсов сети Петри с переменными значениями параметров в «RSS»; база событий сети Петри (начало и конец действий) в «PAT»; база операций

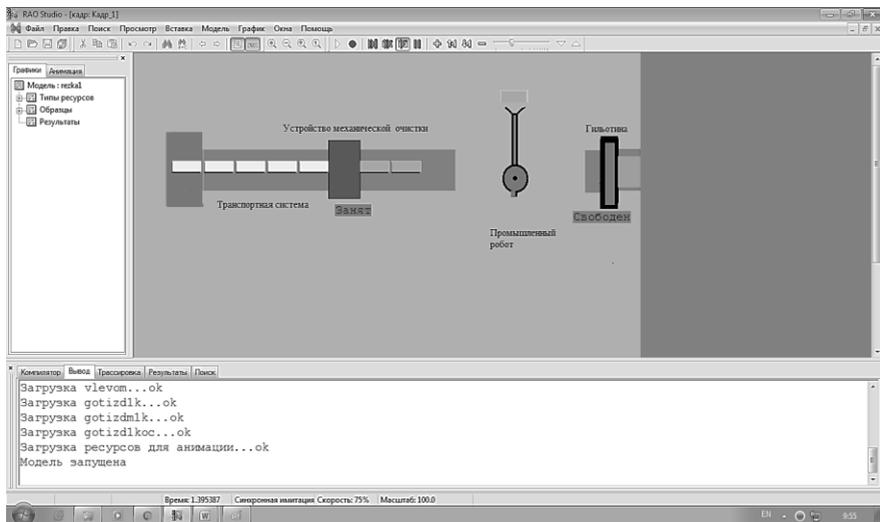


Рис.1.Общий вид процесса проходящего в среде имитационного моделирования РДО

сети Петри (вкл. и откл. ресурсов с переменными значениями параметров) в «OPR»; база выполнения имитационного моделирования сети Петри в «SMR»; база воспроизведения имитационной модели сети Петри в «FRM». Следовательно, после выполнения перечисленных процедур в соответствии с алгоритмом имитационного моделирования ГПС последовательно осуществляются компьютерные эксперименты. Результаты экспериментов имитационной модели ГПС воспроизводятся на экране монитора анимацией в двухмерном пространстве. Параллельно с имитационными экспериментами алгоритм управления ГПС временной сети Петри также воспроизводится на экране монитора в виде граф-схемы.

Список литературы

1. *Ахмедова, С.М.* Исследование гибкой производственной системы методами имитационного моделирования на этапе системотехнического проектирования / С.М. Ахмедова, Х.М. Магомедли // Инженерные системы – 2019: труды научно-практ. конф. с междунар. участием (Москва, 3-5 апреля 2019 г.) / под общ. ред. М.Ю. Мальковой. – М. : РУДН, 2019. – 536 с.

2. *Емельянов, В.В.* Имитационное моделирование систем: учеб.пособие / В.В. Емельянов, С.И. Ясиновский. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – 584 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

И.Ю. Бутарев, А.Н. Школин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

I.Yu. Butarev, A.N. Shkolin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ Понижающего ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА В MATLAB SIMULINK

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE OPERATING MODES OF THE BEHAVIORAL
MODEL OF THE PWM CONTROLLER IN MATLAB SIMULINK

Приведена модель понижающего ШИМ-контроллера на основе микросхемы LT1076 в Matlab Simulink, позволяющая проводить сравнительный анализ режимов работы и находить границы устойчивой работы устройства.

A model of the PWM controller based on the LT1076 microcircuit in Matlab Simulink, which allows a comparative analysis of operating modes and finding the boundaries of the stable operation of the device, is presented.

Ключевые слова: ШИМ-контроллер, поведенческая модель, Matlab Simulink, рабочий режим преобразователя.

Keywords: PWM controller, behavioral model, Matlab Simulink, main working converter mode.

Импульсные преобразователи напряжения, характеризующиеся высокой эффективностью и малыми массогабаритными показателями, активно применяются в широком спектре современных электронных устройств. Наиболее часто основой системы управления подобных источников питания, реализованных с применением широтно-импульсной модуляции (ШИМ), являются специализированные интегральные микросхемы (ИМС), также известные как интегральные микросхемы ШИМ-контроллеров.

Моделирование импульсных источников питания при их создании позволяет современным инженерам-разработчикам существенно сократить свои трудозатраты. Это позволяет производить уточнение исходных расчетов уже на этапе, предшествующем непосредственному изготовлению макетных плат или опытного образца разрабатываемой электронной техники, что особенно важно при создании сложных электронных устройств, качество работы которых связано с непрерывным воздействием большего числа внутренних и внешних факторов.

Ключевой проблемой при моделировании импульсного преобразователя напряжения, выполненного на базе ШИМ-контроллера, является наличие модели данной ИМС в промышленных САПР (Cadence Orcad, NI Multisim и др.).

Ранее в [1] был рассмотрен вариант решения указанной проблемы путем построения поведенческой модели ИМС ШИМ-контроллера с помощью языка VHDL-AMS. Предлагаемый подход позволяет реализовать мультидисциплинарные модели, что дополнительно позволяет учесть взаимосвязь электрических, тепловых и других процессов. В результате это обеспечивает повышение адекватности моделируемых процессов и расширяет область применения разрабатываемых моделей.

В работе [1] была рассмотрена поведенческая модель микросхемы LT1076 [2]. Она является понижающим ШИМ-контроллером с номинальным выходным током 2А и встроенным биполярным ключом, который требует небольшое число элементов для нормальной работы. В микросхему встроен силовой ключ, осциллятор, система управления, а также защита по предельному току. Схема является классической понижающей, но некоторые встроенные функции позволяют запускать её как двуполярный преобразователь, инвертирующий повышающий преобразователь и обратноходовый преобразователь (flyback).

LT1076 использует аналоговый перемножитель в контуре обратной связи. Это заставляет устройство реагировать почти мгновенно на изменение входного напряжения и делает регулятор обратной связи независимым от входного напряжения. В результате динамическое поведение регулятора превосходит большинство аналогов.

Встроенная защита по току позволяет избежать выхода из строя преобразователя при перегрузках или коротком замыкании. Диапазон входного напряжения составляет от 8 до 60 В.

LT1076 работает на частоте ШИМ 100 кГц и предельном токе на уровне 2.6А.

На основе приведенной в [1] поведенческой модели на языке VHDL-AMS и её работы в Mentor SystemVision и исходя из внутренней структурной схемы LT1076 из листа данных [2] была создана модель в Matlab Simulink (рис.1). При сравнении осциллограмм моделей в Mentor SystemVision (рис.2) и Matlab Simulink (рис.3) наблюдаются незначительные различия в пределах 2%, что связано с различными типами численных методов, используемых в моделях и некоторыми допущениями.

Использование модели в Matlab дает преимущества поиске нелинейных явлений и анализе влияния тех или иных параметров на стабильную работу схемы, так как автоматизация параметрического итерационного процесса достигается быстро за счет использования скриптового языка Matlab.

В ходе анализа модели был получен график (рис.4) зависимости размаха выходного напряжения от величины индуктивности дросселя внешнего фильтра. При превышении рекомендуемой производителем индуктивности на 20% возникает процесс перехода системы в новое состояние, при котором коэффициент пульсаций резко возрастает, и схема не обеспечивает должного уровня стабилизации выходного напряжения.

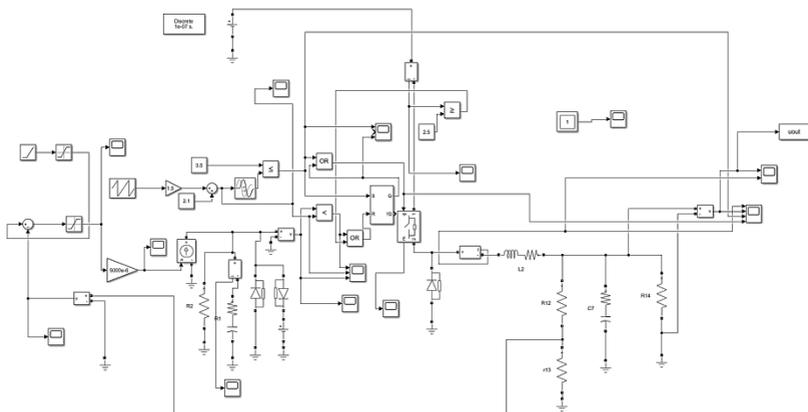


Рис. 1. Модель преобразователя LT1076 в Matlab Simulink

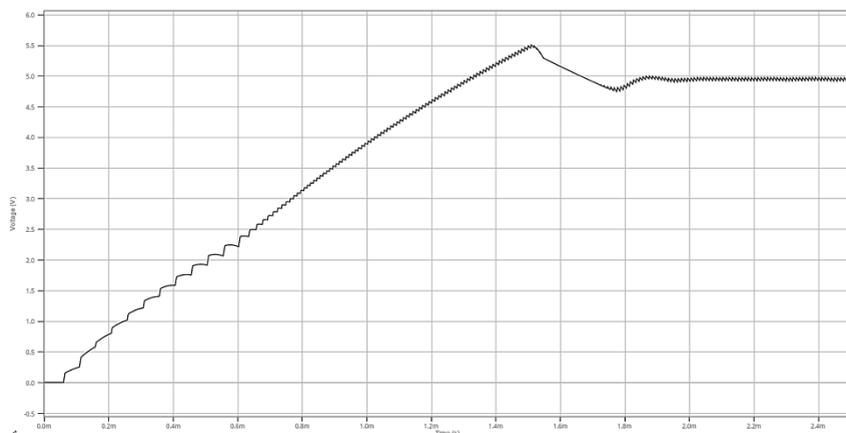


Рис.2. Осциллограмма выходного напряжения при запуске в Mentor Systemvision

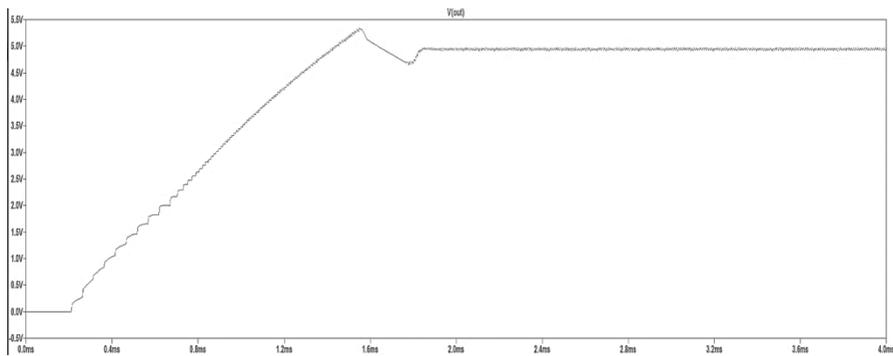


Рис.3. Осциллограмма выходного напряжения при запуске в Matlab Simulink

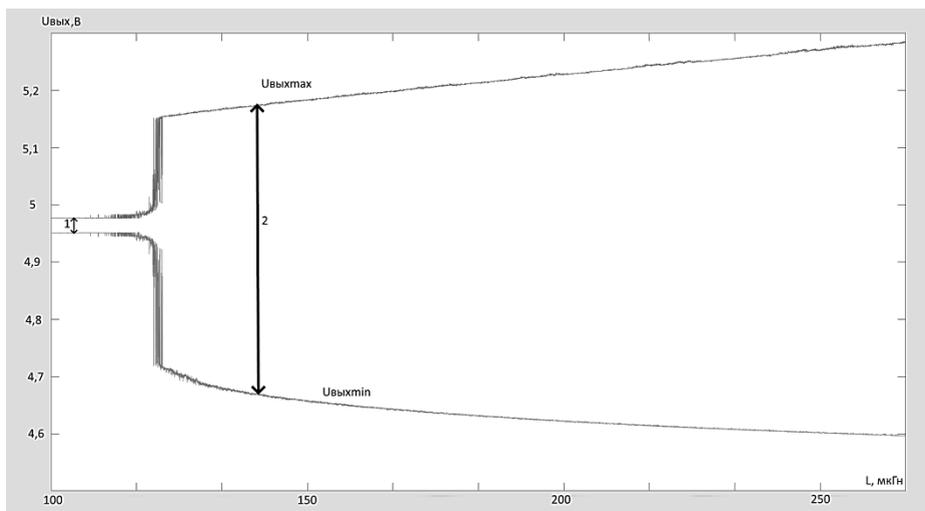


Рис.4. График зависимости размаха выходного напряжения от индуктивности фильтра

На рис.4 размах представлен линиями 1 и 2. В нормальном режиме высота линии 1 составляет 0,03 В, соответственно коэффициент пульсации равен 0,6 %. Для линии 2 высота равна 0,5 В и коэффициент пульсации уже равен 10 %. То есть ШИМ-контроллер не обеспечивает должный уровень пульсации, что критично для высокоточных устройств.

На разработанной модели в дальнейшем планируется проводить анализ границ областей устойчивости ШИМ-контроллера в области его рабочих параметров.

Список литературы

1. Княгинин, Д.А. Поведенческая модель ШИМ-контроллера на структурном уровне / Д.А. Княгинин, А.Н. Школин // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Междунар. науч.-практ. конф. (Брянск, 22–23 ноября 2017 г.) / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск, БГТУ – 2017г. – С.200-203.
2. LT1074/LT1076 Step-Down Switching Regulator [Electronic resource]. – URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1074fds.pdf>.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

И.В. Быстрова, Е.А. Данильчук, Б.П. Подкопаев
(г. Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина))
I.V. Bystrova, E.A. Danilchuk, B.P. Podkopaev
(Saint-Petersburg, Saint-Petersburg Electrotechnical University)

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЛОКАЛИЗАЦИИ ОШИБКИ В СЕТЯХ ЦИФРОВЫХ АВТОМАТОВ

ERROR LOCALIZATION DIAGNOSTIC MODEL OPTIMIZATION IN DIGITAL STATE MACHINES NETWORKS

Рассматривается задача построения диагностической модели для сети S , состоящей из нескольких цифровых автоматов, при условии, что диагностические модели всех компонентов сети известны. Предполагается, что эти модели заданы системами логических уравнений, а подлежащие обнаружению ошибки локализуются в любом, но единственном компоненте сети. Построена диагностическая модель.

The problem of constructing a diagnostic model for a network S consisting of a number of digital automata is considered, provided that the diagnostic models of all network components are known. It is assumed that these models are given by systems of logical equations, and the errors to be detected are localized in any but a single component of the network.

Ключевые слова: функциональное диагностирование, диагностическая модель, цифровой автомат, сеть из цифровых автоматов, логические уравнения, ошибки в сети, функции: соответствия, переходов, выходов, решающая функция.

Keywords: functional diagnosis, diagnostic model, the digital state machine, a network of digital machines, logic equations, errors in network functions: compliance, transitions, outputs, critical function.

В последние годы задача диагностического моделирования сетей из цифровых автоматов достаточно часто рассматривается в публикациях разного уровня, что можно объяснить востребованностью их результатов в приложениях. В частности, к таким публикациям относятся работы [1, 2, 3]. В первой из них успешно решена задача обнаружения ошибок, происходящих в любом, но единственном компоненте сети из автоматов состояний [4], во второй это решение обобщено на случай сетей из произвольных цифровых автоматов, а в третьей для сети из первой предложен способ локализации ошибок с точностью до компонента. Локализация в [3] производится за счёт использования положений теории помехоустойчивого кодирования, что приводит к необходимости введения в сеть достаточно большой избыточности.

В настоящей работе предложено другое решение этой задачи, позволяющее свести сложность диагностической модели для локализации ошибок в сети (т. е. вводимую избыточность), к минимуму по критерию порядка [5]

В качестве объекта диагностирования рассматривается сеть из цифровых автоматов, и для простоты считается, что компонентами сети являются автоматы без выходного логического преобразователя, т. е. автоматы состояний. В этом случае каждый (i -й) автомат в сети задаётся тройкой $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$, где $X_i = \{x_i\}$ – множество входных воздействий (входов) автомата, $Q_i = \{q_i\}$ – множество его состояний, и $\delta_i = \delta_i(x_i, q_i)$ – функция переходов (динамики) A_i , причём X_i и Q_i суть множества двоичных векторов, δ_i – векторная булева (логическая) функция [4].

Диагностируемая сеть, образованная как композиция A_i (рис. 1), также является цифровым автоматом состояний $S = (X, Q, \delta)$. Множество состояний сети есть $Q = \times_{i=1}^n Q_i$, где n – число компонентов S , а вектор $q \in Q$ есть вектор вида $q = (q_1, \dots, q_i, \dots, q_n)$. Вектор входа сети $x \in X$ образуется по аналогии с её вектором состояний, но включает в себя только внешние (не зависящие от q) компоненты x_i . Векторная булева функция переходов сети является композицией $\delta = (\delta_1, \dots, \delta_i, \dots, \delta_n)$ [4].

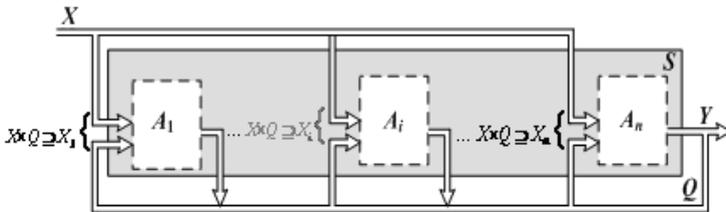


Рис. 1.

Пусть для каждого автомата A_i сети S в соответствии с базовой формой ФД [5] оптимальным образом построены средства диагностирования. В структуру средств диагностирования входят:

- объект диагностирования $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$;
- контрольный автомат $A_{Ki} = (X_{Ki}, Q_{Ki}, \delta_{Ki})$, который функционирует синхронно с автоматом A_i ;
- безынерционный функциональный преобразователь (дискриминатор ошибок) D_i . Он состоит из двух узлов: вычислителя векторной функции соответствия $r_i(q_i)$ и устройства сравнения \otimes , на выходе которого формируется бинарная решающая функция $\varepsilon_i[r_i(q_i), q_{Ki}]$ (рис. 2).

Контрольный автомат $A_{Ki} = (X_{Ki}, Q_{Ki}, \delta_{Ki})$ отслеживает состояния автомата $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$ с точностью, достаточной для обнаружения ошибок заданного класса E_i , входом A_{Ki} является композиция из элементов $x_i \in X_i$ и $q_i \in Q_i$.

Множество входов контрольного автомата A_{Ki} есть подмножество декартового произведения $X_i \times Q_i$, в котором $X_i \subseteq X \times Q$, тогда $X_{Ki} \subseteq X \times Q \times Q_i$, т. е. функция переходов δ_{Ki} кроме q_{Ki} зависит ещё от трёх внешних по отношению к A_{Ki} аргументов: x , q и q_i .

Дискриминатор ошибок D_i есть логическая схема, в которой вычисляется функция соответствия $r_i(q_i)$, её значение при отсутствии ошибок в A_i и A_{Ki} всегда равно значению $q_{Ki} \in Q_{Ki}$.

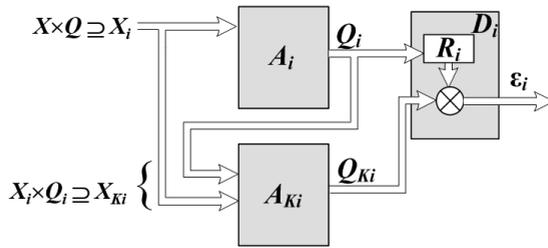


Рис. 2

При ошибке равенство нарушается, для обнаружения её сравнения вычисляется бинарная решающая функция $\epsilon_i[r_i(q_i), q_{Ki}]$, значение которой при несправедливости соотношения $r_i(q_i) = q_{Ki}$ инвертируется. Обычно при отсутствии ошибок она равна нулю, а при наличии – единице.

Поскольку средства ФД построены для каждого компонента сети индивидуально, обнаружение ошибок сопровождается их локализацией с точностью до компонента сети, причём ошибки во всех компонентах могут быть локализованы одновременно.

Так как сеть S представляет собой цифровой автомат состояний, решение задачи ФД для неё тоже можно найти в базовой форме. Она, по аналогии с предыдущей (рис. 2), должна включать в себя объект диагностирования S , контрольную систему (автомат) S_K и дискриминатор ошибок D . Сеть S как состоящая из всех A_i определена, S_K и D нужно синтезировать, преобразуя совокупности известных A_{Ki} и D_i в S_K и D , соответственно.

Класс обнаруживаемых ошибок не может быть шире объединения классов ошибок, локализуемых с помощью A_{Ki} и D_i , уменьшение затрат на ФД может произойти только за счёт его сужения.

Решаемую задачу можно поставить следующим образом.

Пусть n цифровых автоматов состояний A_i образуют сеть S и для каждого автомата сети оптимальным образом синтезирован автомат A_{Ki} и дискриминатор ошибок D_i . Построить средства ФД для всей сети так, чтобы входящие в неё контрольная система S_K имела минимальный порядок и совместно с дискриминатором ошибок D обеспечивала обнаружение и локализацию ошибок в произвольном, но единственном компоненте сети.

Для решения поставленной задачи нужно найти три логические функции, определяющие вид контрольной системы S_K и дискриминатора ошибок D . Во-первых, функцию соответствия $r(q)$. В общем случае она является векторной и с одной стороны, синтезируется исходя из класса обнаруживаемых ошибок, а с другой, задаёт вектор состояния S_K , так как при отсутствии ошибок в сети $q_K = r(q)$. Во-вторых, решающую функцию $\epsilon[r(q), q_K]$, вид которой характеризует способ фиксации ошибок и глубину их локализации. При обнаружении ошибок она может быть скалярной даже в случае многократных ошибок [5], локализация с необходимостью требует её векторности. В-третьих, также в общем случае векторную, функцию переходов $\delta_K(x_K, q_K)$ системы S_K . Первые две функции определяют дискриминатор ошибок D_i , вторая и третья – контрольную систему S_K .

Найдём решающую функцию ϵ . Она зависит от вектора состояний q_K и функции соответствия $r(q)$, причём последняя должна явным образом выделяться из выражения для ϵ , т. е. ϵ представима в виде разделимой декомпозиции по $r(q)$ и q_K . При решении задач ФД сетей её можно получить только с помощью линейных преобразований [5].

Используем условие единственности компонента сети с ошибкой. Из него следует, что исходная векторная решающая функция $\epsilon_{II} = (\epsilon_1, \dots, \epsilon_i, \dots, \epsilon_n)$, компоненты которой решающие функции всех A_{Ki} , равна нулевому вектору при отсутствии ошибок и вектору с единичной нормой Хэмминга при их наличии, причём число единичных равно n .

Образум из нулей и единиц матрицу G размерности $n \times m$, где $m = \lceil \log_2(n+1) \rceil$ – ближайшее к $\log_2(n+1)$ большее целое число, так, чтобы её строки представляли собой последовательно идущие m -разрядные двоичные вектора (числа) от 1 до m , и найдём произведение $\epsilon = \epsilon_{II} G$. В нём этом значения m -разрядного вектора ϵ и n -разрядного ϵ_{II} связаны взаимно-однозначно, причём при единичной норме вектора ϵ_{II} значение двоичного вектора ϵ совпадает с номером единичного разряда ϵ_{II} . Если в сети S ошибок нет, то $\epsilon_{II} = \mathbf{0}$, и вектор $\epsilon = \epsilon_{II} G$ также равен нулю, что является признаком нормальной работы системы.

Введённое преобразование позволяет локализовать автомат с ошибкой в сети при минимальной размерности вектора, фиксирующего их, и определяет искомую векторную решающую функцию как результат умножения векторного аргумента, образованного композицией скалярных функций ε_i , на введённую выше матрицу \mathbf{G} :

$$\boldsymbol{\varepsilon} = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_n) \mathbf{G}, \quad (1)$$

Соотношение (1), задавая решающую функцию через линейное преобразование, тем не менее, разделимой декомпозицией не является. Рассмотрим возможности изменения его формы. Для начала, положим, что аргументы всех решающих функций ε_i скалярны, т. е. $\varepsilon_i[r_i(\mathbf{q}_i), q_{Ki}] = \varepsilon_i[r_i(\mathbf{q}_i), q_{Ki}]$. К примеру, такая ситуация имеет место, если во всех A_i обнаруживаются только однократные ошибки. Поскольку в скалярном случае $\varepsilon_i[r_i(\mathbf{q}_i), q_{Ki}] = r_i(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Ki}$ [5], простая подстановка трансформирует (1) в

$\boldsymbol{\varepsilon} = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_n) \mathbf{G} = [(r_1(\mathbf{q}_1) \oplus q_{K1}, \dots, r_i(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Ki}, \dots, r_n(\mathbf{q}_n) \oplus q_{Kn})] \mathbf{G}$, что после учёта ассоциативности суммирования по модулю два и линейности матричного умножения приведёт к заданию решающей функции как покомпонентной суммы двух векторов вида

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [r_1(\mathbf{q}_1), \dots, r_i(\mathbf{q}_i), \dots, r_n(\mathbf{q}_n)] \mathbf{G} \oplus (q_{K1}, \dots, q_{Ki}, \dots, q_{Kn}) \mathbf{G}. \quad (2)$$

Полученная сумма есть разделимая декомпозиция, из которой легко выделяются вектор состояния \mathbf{q}_K и функция соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$:

$$\mathbf{q}_K = (q_{K1}, \dots, q_{Ki}, \dots, q_{Kn}) \mathbf{G} = [r_1(\mathbf{q}_1), \dots, r_i(\mathbf{q}_i), \dots, r_n(\mathbf{q}_n)] \mathbf{G} = \mathbf{r}(\mathbf{q}). \quad (3)$$

Следует отметить, что в части равенств $(q_{K1}, \dots, q_{Ki}, \dots, q_{Kn}) \mathbf{G} = [r_1(\mathbf{q}_1), \dots, r_i(\mathbf{q}_i), \dots, r_n(\mathbf{q}_n)] \mathbf{G}$ и $\mathbf{q}_K = \mathbf{r}(\mathbf{q})$ соотношение (3) справедливо только при отсутствии ошибок в \mathcal{S} и \mathcal{S}_K , появление ошибок эти равенства нарушает, что и позволяет их обнаружить и локализовать.

Для полного задания контрольной системы \mathcal{S}_K осталось найти функцию переходов $\delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K)$. Обозначим для компактности вектор, компоненты которого суть функции переходов этих автоматов A_{Ki} , символом $\langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}) \rangle$. При скалярности всех функций соответствия $r_i(\mathbf{q}_i)$, все компоненты этого вектора также скалярны, т. е. $\delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}) = \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki})$. Поскольку состояния и функция переходов автомата A_{Ki} в двух соседних тактах t и t^* связаны равенством $q_{Kit^*} = \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Kit}, q_{Kit})$, из (3) следует, что в такте t^* вектор $\mathbf{q}_{Kt^*} = \langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Kit}, q_{Kit}) \rangle \mathbf{G}$ и далее

$$\delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K) = \langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}) \rangle \mathbf{G} = [\delta_{K1}(\mathbf{x}_{K1}, q_{K1}), \dots, \delta_{Kn}(\mathbf{x}_{Kn}, q_{Kn})] \mathbf{G}. \quad (4)$$

Полученное выражение задаёт функцию переходов \mathcal{S}_K , однако оно неконструктивно, поскольку содержит в правой части состояния A_{Ki} , от которых нужно избавиться. Для этого, используя справедливое при

отсутствии ошибок равенство $r_i(q_i) = q_{Ki}$, заменим в (4) состояния q_{Ki} функциями соответствия $r_i(q_i)$ и получим $\delta_K(x_K, q_K) = \langle \delta_{Ki}[x_{Ki}, r_i(q_i)] \rangle \mathbf{G}$. Правая часть этого равенства не зависит от q_K , что определяет реализацию системы S_K в форме логической задержки [4] и позволяет окончательно найти её функцию переходов как

$$\delta_K(x_K) = \langle \delta_{Ki}[x_{Ki}, r_i(q_i)] \rangle \mathbf{G} = \{ \delta_{K1}[x_{K1}, r_1(q_1)], \dots, \delta_{Kn}[x_{Kn}, r_n(q_n)] \}; \mathbf{G}. \quad (5)$$

Следует отметить, что вектор x_K в (5) есть составной вектор, в общем случае включающий в себя, кроме компонентов вектора входа системы S , компоненты как её вектора состояний, так и векторов состояний всех A_i . Это

объясняется тем, что из $X_{Ki} \subseteq X \times Q \times Q_i$ следует $X_K \subseteq X \times Q \times \left(\prod_{i=1}^n Q_i \right)$, а $x_K \in X_K$.

Таким образом, поскольку все три функции, задающие контрольную систему S_K , и дискриминатор ошибок D , соотношениями (2), (3) и (5) определены, а способ формирования входящей в них матрицы \mathbf{G} указан, поставленная задача применительно к случаю скалярности всех функций соответствия для компонентов сети S решена. Контрольная система S_K , реализуема в форме логической задержки минимальным по критерию порядка образом, технически её построение сводится к решению задачи логического синтеза стандартными методами.

Планируется расширение данной задачи, при предположении, что может произойти несколько ошибок в одном или же нескольких компонентах. В данном случае решающая функция будет представлять собой не скаляр, а вектор, размерность которого будет определять число обнаруживаемых ошибок в одном компоненте.

Список литературы

1. Быстрова, И.В. Функциональное диагностирование сетей из цифровых автоматов состояний / И. В. Быстрова, Б. П. Подкопаев // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2018. – №-2. – С.12–20.
2. Быстрова, И. В. Диагностическое моделирование сетей из цифровых автоматов / И. В. Быстрова, Б. П. Подкопаев // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. – Брянск: БГТУ, 2018. – С. 169 – 174.
3. Быстрова, И. В. Локализация ошибок в сетях из цифровых автоматов состояний / И. В. Быстрова, Б. П. Подкопаев // Актуальные проблемы радиотехники и телекоммуникаций: материалы всерос. науч.-техн. конф. – Самара: ООО "Офорт", 2018. – С. 45 –47.
4. Hartmanis J. The Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. / J. Hartmanis, R. Stearns New York: Prentice Hall, 1966.– 211 p.
5. Подкопаев, Б.П. Алгебраическая теория функционального диагностирования динамических систем. Ч.1 Системы, диагностирование систем, системные алгебры / Б.П. Подкопаев. – СПб.: Элмор, 2007. –132 с.

Материал поступил в редколлегию 09.10.19.

К.А. Индюхов, К.А. Батенков, М.В. Стремоухов
(г. Орел, Академия ФСО России)
K.A. Indyukhov, K.A. Batenkov, M.V. Stremoukhov
(Oryol, Academy of Federal Security Service of Russia)

ДИСПЕРСИЯ ОШИБКИ НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ

DISPERSION OF ERROR OF NONPARAMETRIC METHODS OF EVALUATION
OF NON-STATIONARY SIGNALS

Приведены математические выражения, позволяющие определить дисперсию ошибки оценивания непараметрических методов.

Mathematical expressions are given to determine the variance of the estimation error of nonparametric methods.

Ключевые слова: статистический анализ, дисперсия ошибки оценивания, непараметрические методы оценки.

Keywords: statistical analysis, variance of estimation error, nonparametric estimation methods.

Современные тенденции развития все чаще обращаются к статистическому анализу реальных процессов с целью их дальнейшего моделирования. Часто для описания нестационарных сигналов используют функцию плотности распределения. Стоит так же отметить, что любая оценка будет являться состоятельной только в том случае, когда анализируемая выборка стационарна. Если исследователю доподлинно известен вид закона распределения, которому подчинена рассматриваемая случайная величина, тогда задача её анализа сводится к определению параметров этого закона. Однако, если же таких сведений нет, использование параметрических методов оценки может дать достаточно плохой результат.

В свою очередь непараметрические методы свободны от выбора функциональных форм описания функции плотности распределения случайного процесса. В ситуации, когда сделана ошибка в предположении о форме распределения, использование параметрических методов оценки дает однозначно несостоятельную оценку. Неправильно специфицированная параметрическая модель никогда не сойдется к истинной модели. Таким образом, на начальном этапе анализа нестационарных сигналов, стоит воспользоваться непараметрическими методами. Одним из них является ядерная оценка, выражение для плотности распределения при таком подходе будет выглядеть следующим образом:

$$\hat{f}(x) = \frac{1}{nh} \sum_{i=1}^n K\left(\frac{x_i - x}{h}\right),$$

где n – число реализаций случайной величины x попавших в анализируемый участок локальной стационарности;
 h – ширина окна непараметрической оценки;
 x_i – i -ое значение случайной величины x ;
 $K(x)$ – ядерная функция.

Для оценки свойств ядерных методов используется дисперсия ошибки оценивания:

$$D[\hat{f}(x)] = E[\hat{f}(x) - f(x)]^2 = [E\hat{f}(x) - f(x)]^2 + \text{var}\hat{f}(x) \quad (1)$$

где $[E\hat{f}(x) - f(x)]$ – асимптотическое смещение непараметрической оценки случайно величины x ;

$\text{var}\hat{f}(x)$ – асимптотическая дисперсия непараметрической оценки случайно величины x ;

$E[\Psi(x)]$ – математическое ожидание функции $\Psi(x)$.

Выражение (1) является точечным свойством и не может являться глобальной мерой ошибки. Для обобщения результатов по всей области определения функции плотности используется общая дисперсия ошибки оценивания:

$$d[\hat{f}(x)] = E \int_{\Omega_x} [\hat{f}(x) - f(x)]^2 dx = \int_{\Omega_x} [E\hat{f}(x) - f(x)]^2 dx + \int_{\Omega_x} \text{var}\hat{f}(x) dx$$

где Ω_x – область определения функции $f(x)$.

Используя выражения для оптимальной ширины окна h , асимптотического смещения непараметрической оценки и асимптотической дисперсии непараметрической оценки из [1] получаем общий вид формулы для определения общей дисперсии ошибки оценивания:

$$d(f, j) = \frac{5}{4} C(K) \left\{ \int_{\Omega_x} f''^2(x) dx \right\}^{\frac{1}{5}} j^{-\frac{4}{5}} \quad (2)$$

$$C(K) = k_2^{\frac{2}{5}} \left\{ \int_{\Omega_x} K(x)^2 dx \right\}^{\frac{4}{5}}$$

$$k_2 = \int_{\Omega_x} x^2 K(x) dx$$

где j – объем анализируемой выборки;

$C(K)$, k_2 – константы, зависящие от выбранной ядерной функции.

Определившись с используемой ядерной функцией и фиксируя объем анализируемой выборки, отметим, что выражение (2) будет зависеть от функции плотности распределения случайной величины x .

Список литературы

1. Silverman B. W. Density estimation for statistics and data analysis. – Springer-Science+Business Media, B.V., 1986. – 175 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

Т.А. Инкин, И.В. Штенников

(г. Ижевск, Ижевский государственный технический университет
им. М.Т. Калашникова)

T.A. Inkin, I.V. Shtennikov (Izhevsk, Kalashnikov ISTU)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ КОНДЕНСАЦИОННОГО ПОКРЫТИЯ ПРИ ТЕРМИЧЕСКОМ ИСПАРЕНИИ В ВАКУУМЕ

A MATHEMATICAL MODEL FOR PREDICTING THE RATE OF FORMATION OF A
CONDENSATION COATING DURING THERMAL EVAPORATION IN VACUUM

Получена математическая модель скорости формирования металлического покрытия на внутренней поверхности полых изделий методом термического испарения в вакууме с соосно-расположенного стержневого испарителя. Проведена экспериментальная проверка результатов теоретических исследований.

A mathematical model of the rate of formation of a metal coating on the inner surface of hollow products by thermal evaporation in vacuum from a coaxially located rod evaporator is obtained. An experimental verification of the results of theoretical studies.

Ключевые слова: вакуумные покрытия, термическое испарение, скорость конденсации, математическая модель.

Keywords: vacuum coatings, thermal evaporation, condensation rate, mathematical model.

Для улучшения эксплуатационных свойств полых изделий авторами патентов [1, 2] предложено нанесение металлических покрытий на их внутреннюю поверхность методом термического испарения в вакууме с соосно-расположенного резистивного испарителя.

Одним из важных технологических параметров нанесения вакуумных покрытий является скорость их конденсации [3, 4], расчет и прогнозирование которой позволит на этапе технологической проработки процесса применить теоретическое моделирование условий формирования покрытия, а вместе с ним прогнозирование структуры и свойств получаемого покрытия.

В связи с этим целесообразным является выявление теоретической зависимости скорости конденсации от условий и режимов испарения и конденсации покрытий в вакууме на внутренней поверхности полых изделий.

Принимая во внимание, что для изделий с малым диаметром отверстия и соответственно, малом расстоянии от испарителя до покрываемой поверхности изделия (1,75–10 мм), формирование покрытия протекает в узком, ограниченном пространстве. В таких условиях практически все количество испаряемого вещества конденсируется на внутренней

поверхности изделия, образуя покрытие.

На примере конденсации хромовых покрытий, температура испарения хрома не превышает 1800 К [5], что соответствует давлению его насыщенных паров не более 10 Па [6]. При такой величине давления термодинамическое состояние парового потока испаряемого материала удовлетворяет условиям состояния идеального газа и согласно теории испарения [6], скорость испарения вещества описывается уравнением Ленгмюра:

$$V_{\text{исп}} = 0,138\alpha p \sqrt{(M/T_{\text{исп}})}, \text{ кг}\cdot\text{м}^{-2}\cdot\text{с}^{-1}, \quad (1)$$

где α – коэффициент испарения, p и M – соответственно, давление паров и молекулярная масса испаряемого материала, $T_{\text{исп}}$ – температура испарения.

Допуская равномерное испарение материала с поверхности испарителя можно принять, что для участка единичной длины испарителя и покрываемого изделия количество испаренного вещества за время dt равно количеству конденсированного: $dM_{\text{исп}} = dM_{\text{конд}}$. Схема испарения и конденсации вещества на внутренней поверхности полого изделия приведена на рис.1.

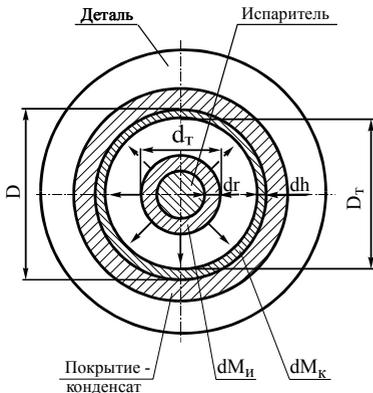


Рис.1. Схема испарения и конденсации вещества на внутренней поверхности полого изделия

Выражая $dM_{\text{исп}}$ через скорость испарения $V_{\text{исп}}$ – уравнение (1), боковую площадь испарителя единичной длины и время dt , а $dM_{\text{конд}}$ через плотность конденсата $\rho_{\text{конд}}$ и занимаемый им объем на покрываемой поверхности толщиной dh , сформированной за время dt , уравнение скорости конденсации покрытия $v_{\text{конд}}$ на внутренней поверхности изделия имеет вид:

$$\frac{dh}{dt} = v_{\text{конд}} = \frac{V_{\text{исп}} d_T}{\rho_{\text{конд}} D_T}, \quad (2)$$

где d_T – текущий диаметр испарителя, м, D_T – текущий диаметр отверстия покрываемого изделия, м.

При неравенстве $D/h \geq 20$, которое, как правило, выполняется на практике, в качестве текущего диаметра D_T можно принять первоначальный диаметр отверстия полого изделия D . При этом погрешность определения скорости конденсации не превышает 10%, а с увеличением диаметра D и уменьшением толщины покрытия h величина погрешности снижается.

Изменение текущего диаметра испарителя d_T в процессе формирования покрытия определяется из количества испаряемого вещества $dM_{\text{исп}}$ за время dt с участка единичной длины испарителя:

$$\frac{dd_T}{dt} = \frac{2V_{\text{исп}}}{\rho_{\text{исп}}} \quad (3)$$

Зная исходный диаметр испарителя – d_0 , его текущее значение – d_T в зависимости от режима испарения описывается уравнением:

$$d_T = d_0 - \frac{2V_{\text{исп}}t}{\rho_{\text{исп}}} \quad (4)$$

В итоге, уравнение скорости формирования покрытия на внутренней поверхности полого изделия примет вид:

$$v_{\text{конд}} = \frac{V_{\text{исп}}d_0}{\rho_{\text{конд}}D} \left(1 - \frac{2V_{\text{исп}}t}{\rho_{\text{исп}}d_0} \right) \quad (5)$$

На практике, представляет интерес среднее значение скорости конденсации покрытия, формируемого в течение времени τ . В результате:

$$v_{\text{кондср}} = \frac{V_{\text{исп}}d_0}{\rho_{\text{конд}}D} \left(1 - \frac{V_{\text{исп}}\tau}{\rho_{\text{исп}}d_0} \right) \quad (6)$$

Таким образом, уравнения (5) и (6) выражают зависимость скорости конденсации покрытия на внутренней поверхности полого изделия от скорости испарения материала покрытия – $V_{\text{исп}}$, которая является функцией температуры испарения – $T_{\text{исп}}$, диаметра отверстия покрываемой детали – D , исходного диаметра испарителя – d_0 , текущего времени формирования покрытия – t и длительности нанесения покрытия в целом – τ , а также плотности конденсата – $\rho_{\text{конд}}$ плотности материала покрытия на испарителе – $\rho_{\text{исп}}$.

В уравнении (1) коэффициент испарения α определяется из соотношения фактической скорости испарения вещества в вакууме – $V_{\text{исп.фак}}$ к теоретически возможной величине – $V_{\text{исп.теор}}$, вычисляемой из уравнения (1) при $\alpha=1$.

Фактическая величина скорости испарения находится из количества испаренного вещества – $M_{\text{факт}}$ за время τ с боковой поверхности испарителя единичной длины, площадью – $S_{\text{исп}}$.

$$V_{\text{исп}} = M_{\text{факт}} / (\tau \cdot S_{\text{исп}}) = \rho_{\text{исп}} \Delta d / 2\tau, \quad (7)$$

где Δd – изменение диаметра испарителя в течении времени τ .

Окончательное выражение для вычисления коэффициента испарения вещества с цилиндрического проволочного испарителя примет вид:

$$\alpha = \rho_{\text{исп}} \Delta d / 2V_{\text{исп.теор}} \tau. \quad (8)$$

По результатам экспериментальных исследований на примере использования порошковых испарителей хрома с плотностью испаряемого слоя – $4,31 \text{ г/см}^2 \pm 5\%$ средняя величина коэффициента испарения для хрома составила 0,48 (Табл. 1).

Таблица 1. Результаты определения коэффициента испарения хрома

№ _{оп} п/п	$T_{\text{исп}}$, К	p , Па	τ , мин	d_0 , мм	d_K , мм	Δd , мм	$V_{\text{исп}}$, $\text{г} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{мин}^{-1}$	α	$\alpha_{\text{ср}}$
1	1670	1,33	20	3,56	3,29	0,27	$0,62 \times 10^{-2}$	0,469	0,48
2	1730	3,32	8	3,25	2,97	0,28	$1,52 \times 10^{-2}$	0,496	
3	1790	8,65	3,5	3,29	2,99	0,3	$3,89 \times 10^{-2}$	0,475	

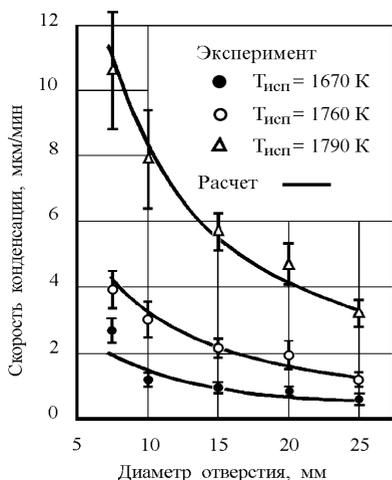


Рис.2. Экспериментальная и теоретическая зависимости скорости конденсации хрома на внутренней поверхности втулок от диаметра их отверстия

10% (рис.2).

Таким образом, уравнения (5) и (6) достаточно точно описывают зависимость скорости формирования покрытий на внутренней поверхности полых изделий от температуры испарения $T_{исп}$, диаметра отверстия покрываемого изделия D , исходного диаметра испарителя d_0 , длительности нанесения покрытия τ .

Полученные теоретические зависимости могут использоваться при математическом моделировании процесса формирования покрытия на внутренней поверхности полых изделий методом термического испарения в вакууме с соосно-расположенного резистивного испарителя.

Список литературы

1. Заявка № 58–42267 Японии, МКИ С23С 13/02. Способ нанесения покрытия на внутреннюю поверхность труб. 19.09.83.
2. Патент № 1487486 России, МКИ С23С 14/00. Устройство для нанесения покрытий на внутреннюю поверхность длинномерных изделий: № 4107792/24-21; Заявл. 04.06.86 / В.И. Сидоренко, И.В. Штенников, А.Б. Яриков (Россия).
3. Мовчан, Б.А. Жаростойкие покрытия, осаждаемые в вакууме / Б.А. Мовчан, И.С. Малашенко / под ред. Б.Е.Патона – Киев: Наукова думка, 1983.– 232с.
4. Бабад-Захрятин, А.А. Дефекты покрытий.– М.: Энергоатомиздат, 1987.–152с.
5. Сидоренко, В.И. К вопросу о строении вакуумных конденсаторов хрома / В.И. Сидоренко, И.В. Штенников // Вестник ИжГТУ. 2007. – №1(33) – С. 50-53.
6. Технология тонких пленок: Справочник : [В 2 т. : Т.] 1 / под ред. Л.Майссела, Р. Глэнга. – М.: Сов. радио, 1977. – 20 см.

Материал поступил в редколлегию 08.10.19.

В.Н. Ланцов, А.П. Папулина
(г. Владимир, Владимирский государственный университет
им. А.Г. и Н.Г. Столетовых)
V.N. Lantsov, A.P. Papulina (Vladimir, Vladimir State University
named after Alexander and Nicolay Stoletovs)

НОВЫЙ АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ ГАРМОНИЧЕСКОГО БАЛАНСА

THE NEW ALGORITHM OF SOLVING HARMONIC BALANCE EQUATIONS

Представлен новый алгоритм решения уравнений метода гармонического баланса, применяемого в САПР электроники. Новый алгоритм основан на применении к уравнениям гармонического баланса идей методов понижения порядка моделей. Данный алгоритм позволяет значительно сократить память ЭВМ для хранения уравнений модели и сократить вычислительные затраты.

The new algorithm of solving harmonic balance equations which used in electronic CAD systems is presented. The new algorithm is based on implementation to harmonic balance equations the ideas of model order reduction methods. This algorithm allows significantly reduce the size of memory for storing of model equations and reduce of computational costs.

Ключевые слова: метод гармонического баланса, САПР электроники, понижение порядка моделей, алгоритм решения.

Keywords: harmonic balance method, electronic CAD systems, model order reduction, algorithm of solving.

Методы гармонического баланса (ГБ) широко применяются для моделирования нелинейных схем в САПР электроники [1]. Основными проблемами алгоритмов и программ САПР на основе методов ГБ – это значительные требования к памяти и огромные вычислительные затраты при моделировании сложных схем, содержащих тысячи электронных компонентов и сотни тысяч уравнений модели.

В данной работе мы предлагаем новый метод решения уравнений ГБ с использованием идей методов понижения порядка моделей (model order reduction, MOR). Методы MOR получили популярность в последние годы [2], позволяют значительно сократить размерность и требуемую память для моделей электронных схем [3] для анализа динамического режима. Основные проблемы методов MOR для моделирования электронных схем связаны с очень незначительными сокращениями вычислительных затрат (при сокращении размерности уравнений и требуемой памяти для модели).

Основные уравнения и методы решения уравнений ГБ для электронных схем хорошо известны [1], поэтому здесь приведем только их краткое изложение, необходимое для изложения предлагаемого метода.

Пусть нелинейное устройство описывается системой нелинейных интегро-дифференциальных уравнений (СНИДУ)

$$f(v(t), t) = i(v(t)) + \frac{dq(v(t))}{dt} + \int_{-\infty}^t y(t - \tau)v(\tau)d\tau + i_E(t) = 0 \quad (1)$$

Здесь $v(t)$ – вектор узловых напряжений размерностью N ; $i(v(t))$ – вектор тока резистивных элементов; $q(v(t))$ – заряд конденсаторов; $u(t)$ – токи входных источников; $y(t)$ – импульсная характеристика линейной части схемы; i и q представляют только нелинейные элементы [1].

В методе ГБ предполагается, что v и f (1) представляются в виде ряда Фурье (поэтому метод ГБ относят к методам в частотной области)

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k)e^{j\omega_k t}, \text{ где } \omega_k = k\lambda \text{ и } \lambda = 2\pi/T \text{ является базовой частотой.}$$

Уравнение (1) тогда преобразуется в систему нелинейных уравнений, которое можно переписать в виде

$$F(V, k) = I(V, k) + j\omega_k Q(V, k) + Y(k)V(k) + I_E(k) = 0.$$

В векторной форме это будет

$$F(V) = I(V) + \Omega Q(V) + YV + I_E = 0, \quad (2)$$

где $F(V)$, $I(V)$, $Q(V)$, V , I_E – векторы размерностью $[(2K+1) \times N]$, содержащие спектр в каждом узле схемы. Матрица Y – является блочной, матрица Ω – блочно-диагональной, $\Omega_{nn} = \text{diag}\{-j\omega_K, \dots, 0, \dots, j\omega_K\}$, K – число учитываемых гармоник [1].

Решение уравнений ГБ (2) в частотной области чаще всего выполняется итерационным методом Ньютона [1]

$$J(V^j)\Delta V^{j+1} = -F(V^j),$$

где $J(V^j) = \frac{\partial F}{\partial V} \Big|_{V^j}$ – Якобиан, $\Delta V^{j+1} = (V^{j+1} - V^j)$ – приращение.

В данном методе размерность матрицы Якоби $([(2K+1) \times N] \times [(2K+1) \times N])$ для сложных многокомпонентных схем становится слишком большой, что приводит к излишним затратам памяти и вычислений.

Методы понижения порядка моделей основаны на замене исходных (1) переменных модели $v(t)$ на новую переменную $v^r(t)$, связанные соотношением

$$v(t) = P \times v^r(t), \quad (3)$$

где P – вектор (матрица) преобразований [2]. Получение вектора преобразований P может быть выполнено одним из трех методов [2]: метод согласования моментов, метод ограниченной балансной реализации, метод

разложения на основе сингулярных значений (Singular Value Decomposition, SVD).

В работе [4] был предложен метод использования алгоритмов MOR для решения уравнений гармонического баланса. Решение уравнений баланса выполнялось методом Ньютона с продолжением по параметру [1]. При такой постановке задачи может быть применен только метод согласования моментов, поэтому выигрыш по времени вычислений и памяти получился не значительный.

Мы предлагаем другой алгоритм, который заключается в представлении решения уравнений ГБ (2) в виде

$$V = V^0 + P_1 \cdot P_2^T \quad (4)$$

где V^0 – некоторое начальное приближение, матрицы преобразований P_1 имеет размерность $[N \times R]$, P_2 имеет размерность $[(2K+1) \times R]$, R – сокращенная размерность уравнений, $R \ll N$, $R \ll (2K+1)$.

Для нахождения матриц P_1 и P_2 решаются итерационно следующие уравнения:

$$P_1^{k+1} = P_2^{-1} Y V^0 + Y P_1^k + P_2^{-1} I (V^0 + P_1^k P_2^T) - P_2^{-1} I_E \quad (5)$$

$$P_2^{k+1} = P_1^{-1} Y V^0 + Y P_2^k + P_1^{-1} I (V^0 + P_1 P_2^k) - P_1^{-1} I_E \quad (6)$$

Здесь k - номер итерации, первые и последние слагаемые в выражениях (5) и (6) постоянные и вычисляются до начала итераций. Размерность уравнений (5) и (6) составляет R , что значительно меньше размерности исходных уравнений.

Дальнейшие исследования для данного алгоритма связаны с вопросом вычисления производных для уравнений (5) и (6), чтобы применить метод Ньютона, с поиском решения оптимизации значения R на основе быстрого метода SVD, определения значений вектора начального приближения V^0 .

Исследования поддержаны грантом Министерства образования и науки Российской Федерации, проект № 1.3270.2017/4.6.

Список литературы

1. *Ланцов, В.Н.* Состояние в области методов моделирования нелинейных ВЧ электронных устройств связи (обзор). Часть 1, 2 // Проектирование и технология электронных средств. – 2012; 2013. – № 4; № 1. – С. 2-11; 16-23.
2. *Ланцов, В.Н.* Методы понижения порядка моделей сложных электронных схем (обзор) // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – № 3. – С. 59-65.
3. *Ланцов, В.Н.* Метод понижения порядка моделей на основе рядов Вольтерра/ В.Н. Ланцов, А.А. Долинина // Динамика сложных систем. – 2016. – Т. 10. – № 3. – С. 50-54.
4. *Gad E., Khazaka R., Nakhla M.S., Griffith R.* A circuit reduction technique for finding the steady-state solution of nonlinear circuits // IEEE Trans. Microwave Theory & Techn., 2000, v. 48, No. 12, p. 2389-2396.

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

А.А. Малаханов

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

A.A. Malakhanov (Bryansk, Bryansk State Technical University)

ПОВЕДЕНЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛИНЕЙНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ НА ЯЗЫКЕ SPICE

BEHAVIORAL MODEL OF A LINEAR VOLTAGE STABILIZER IN THE SPICE LANGUAGE

Приведен вариант реализации поведенческой модели линейного стабилизатора напряжения на языке Spice. Представлены результаты моделирования в статическом режиме. Сопоставлены результаты моделирования с экспериментальными данными и техническим описанием производителя микросхем.

A variant of the implementation of the behavioral model of a linear voltage stabilizer in the Spice language is presented. The results of modeling in static mode are presented. The simulation results are compared with experimental data and technical description of the chip manufacturer.

Ключевые слова: линейный стабилизатор напряжения, поведенческая модель, Spice-модель.

Keywords: linear voltage stabilizer, behavioral model, Spice model.

Поведенческие модели описывают функционал интегральной микросхемы в целом, задают соответствие ее входных и выходных сигналов, имитируя ее работу. Однако такие модели не учитывают внутренней логики устройства и не могут быть использованы для синтеза принципиальной схемы [1]. Структура модели обусловлена основным ее применением – предварительным моделированием работы интегральной микросхемы для анализа разработанной архитектуры и принятых принципов работы.

Для реализации поведенческих моделей был выбран язык Spice. Верификация полученных Spice-моделей с параметрами и характеристиками реальных микросхем проводилась в программном комплексе Cadence Orcad.

Разработанные модели линейных стабилизаторов реализуют поведение в статическом режиме соответствующих микросхем, а также могут быть использованы при анализе работы микросхем во временной области. Модели имитируют поведение микросхем при нормальных условиях внешней среды.

Типовая структура линейных стабилизаторов напряжения, явившаяся основой для разработки моделей представлена на рисунке 1 [2].

На основании изучения структур и параметров имеющихся аналогов микросхем этой группы в программном комплексе Orcad были разработаны структурные схемы (рис. 2), имитирующие поведение линейных стабилизаторов.

На рис. 2 представлен вариант модели на основе структурной схемы рис.1 линейных стабилизаторов.

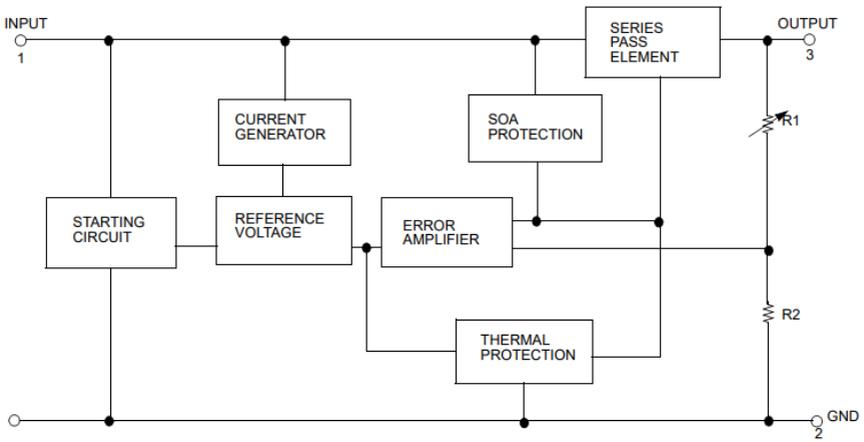


Рис. 1. Типовая структура линейного стабилизатора [2]

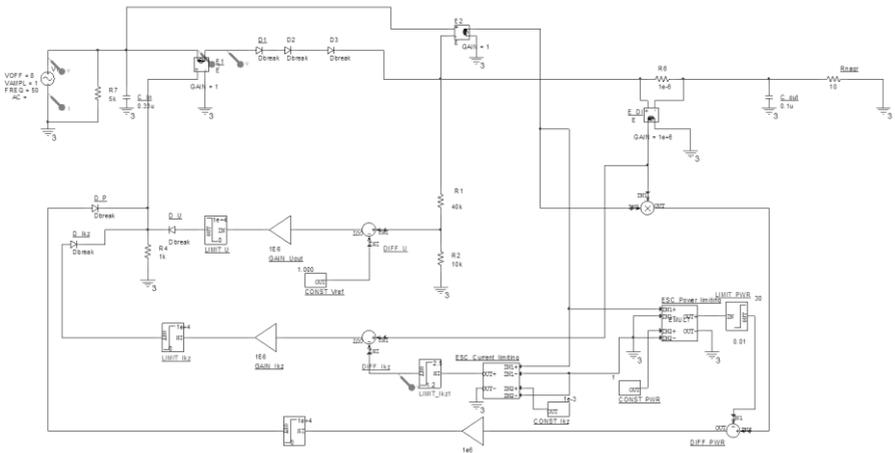


Рис. 2. Структура модели линейного стабилизатора

Структура построена на базе стандартных математических блоков, ограничителей, зависимых источников и пассивных элементах. В структуре присутствуют обратные связи по выходному напряжению, току, мощности. Структура полностью имитирует поведение линейного стабилизатора, а ограничения прописаны внутри управляемых источников математическими соотношениями.

Для удобства пользования моделями, представленная на рисунке 2 структурная схема была преобразована в один компонент (рис. 3), который оформлен в виде Spice модели.

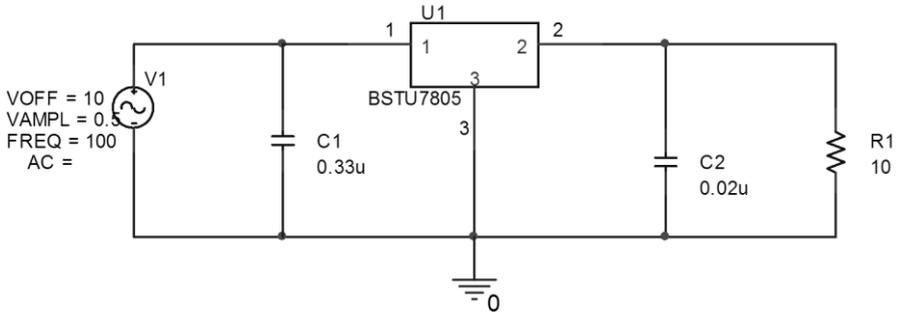


Рис. 3. Spice-модель ИМС в виде одного компонента

Текст Spice модели представлен ниже.

```
.SUBCKT BSTU7805 1 2 3
E_LIMIT_U    N21602 3 VALUE {LIMIT(V(N21586),0,1e+4)}
D_D_Ikz     N21592 N21686 Dbreak
V_CONST_Vref N21356 3 DC 1.000
E_LIMIT_Ikz  N21592 3 VALUE {LIMIT(V(N24029),0,1e+4)}
E_GAIN_Ikz   N24029 3 VALUE {1E6 * V(N21522)}
E_DIFF_U     N21308 3 VALUE {V(N21240,N21356)}
E_MULT_PWR   N21136 3 VALUE {V(N21528)*V(N24405)}
E_LIMIT3     N21954 3 VALUE {LIMIT(V(N21948),0,1e+4)}
E_DIFF_PWR   N21874 3 VALUE {V(N21136,N58707)}
R_R4         3 N21686 1k TC=0,0
R_R1         N21240 N21344 40k TC=0,0
E_DIFF_Ikz   N21522 3 VALUE {V(N21528,N21490)}
R_R2         3 N21240 10k TC=0.0001,0
E_GAIN_PWR   N21948 3 VALUE {1e6 * V(N21874)}
D_D_U        N21602 N21686 Dbreak
D_D_P        N21954 N21686 Dbreak
R_R5         3 N21686 10MEG TC=0,0
E_ESC_Power_limiting N58703 3 VALUE
+{(0.002*PWR(V(N24405,3),3)-
0.184*PWR(V(N24405,3),2)+3.677*V(N24405,3)+5.417)*V(N44206,3)}
V_CONST_PWR  N44206 3 DC 1
D_D1         N47543 N47547 Dbreak
D_D2         N47547 N47551 Dbreak
D_D3         N47551 N21344 Dbreak
E_E2         N24405 3 1 N21344 1
E_E1         1 N47543 N21686 3 1
R_R6         N21344 2 1e-6 TC=0,0
E_E_DI       N21528 3 N21344 2 1e+6
E_GAIN_Uout  N21586 3 VALUE {1E6 * V(N21308)}
E_ESC_Current_limiting N58299 3 VALUE
+{(0.278*PWR(V(N24405,3),3)-
17.185*PWR(V(N24405,3),2)+229.76*V(N24405,3)+1148.2)*V(N57461,3)}
V_CONST_Ikz  N57461 3 DC 1e-3
```

```

E_LIMIT_Ikz1    N21490 3 VALUE {LIMIT(V(N58299),1,2,2,5)}
E_LIMIT_PWR     N58707 3 VALUE {LIMIT(V(N58703),0,01,30)}
R_Ipot         1 3 25k TC=0,0
.ENDS BSTU7805

```

Верификация работы моделей проводилась по параметрам: выходное напряжение, нестабильность по напряжению, нестабильность по току, ток потребления, ток короткого замыкания, падение напряжения, выходное напряжение стабилизатора и др.

Рис. 3 также представляет собой схему измерения параметров по выходному напряжению, нестабильности по напряжению и падению напряжения. В случае замены нагрузочного резистора на другой номинал можем получить схемы для измерения тока короткого замыкания и нестабильности по току. Измерения проводились в режиме DC sweep. На рис. 4 – 5 представлены некоторые результаты измерений.

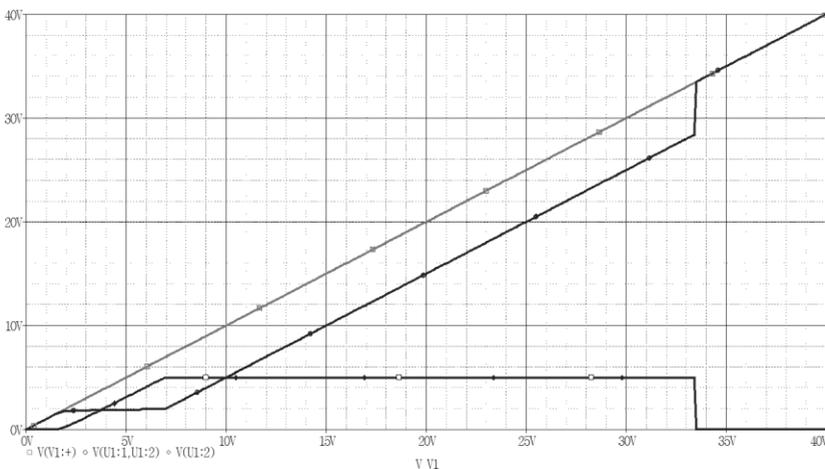


Рис. 4. Результаты измерений: верхний график – изменение напряжения на входе схемы; средний – падение напряжения на стабилизаторе; нижний – выходное напряжение стабилизатора (при токе нагрузки 350 мА)

Сравнивая результаты моделирования с экспериментом (рис.6) и техническими данными производителя [2], выявлено достаточно точное совпадение результатов по измерениям тока короткого замыкания микросхемы линейного стабилизатора серии 7805.

Стоит также отметить достаточно быстрое получение результатов моделирования статического режима разработанной модели в САПР, что положительно скажется на применимости поведенческой модели для целей ее использования в схемах разработчиков электронной техники.

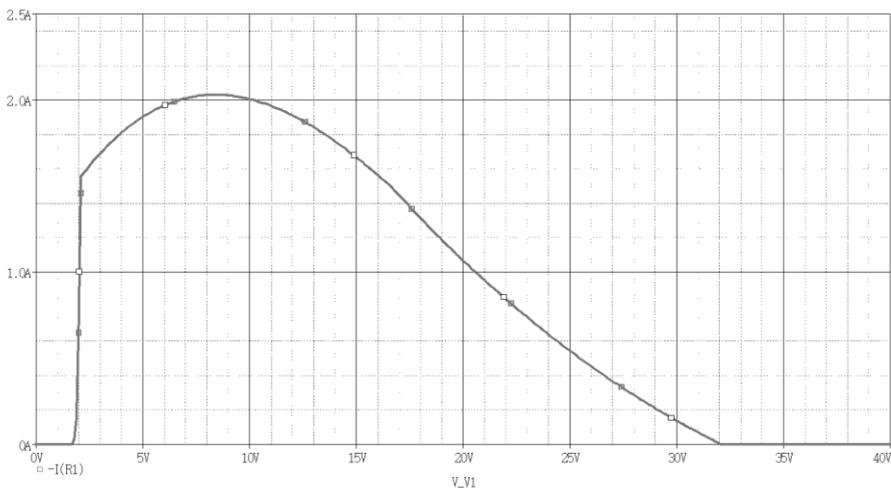


Рис. 5. Ток короткого замыкания

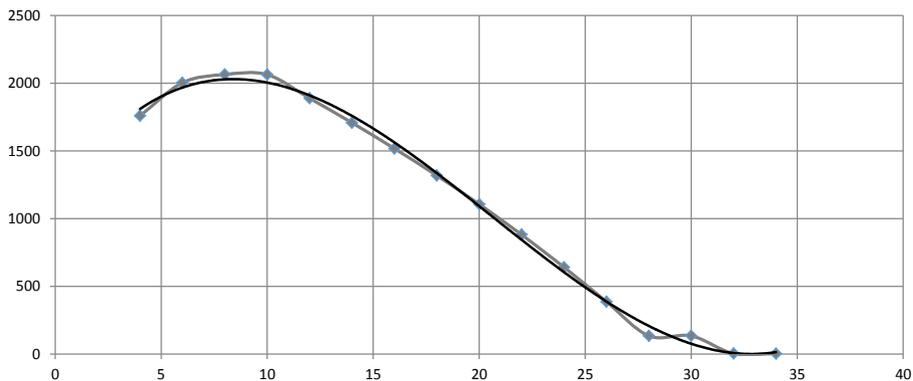


Рис. 6. Ток короткого замыкания, полученный экспериментальным путем, и его сплайн

Список литературы

1. R. Batra, P. Li, L. Pileggi, and Y. Chien. A Methodology for Analog Circuit Macromodeling / Behavioral Modeling and Simulation Conference, 2004.
2. MC78MXX/LM78MXX 3-Terminal 0.5A Positive Voltage Regulator. – URL: https://www.techshopbd.com/uploads/product_document/78M05.pdf.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

Г.В. Малинин, С.В. Янкевич

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

G.V. Malinin, S.V. Yankevich

(Cheboksary, Chuvash State University named after I.N. Ulyanov)

ЛОГИЧЕСКИЙ АВТОМАТ УПРАВЛЕНИЯ ДРАЙВЕРОМ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНЫМИ СИЛОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

LOGIC AUTOMATIC DRIVER CONTROL IN THE SYSTEM OF CONTROL OF POWERFUL POWER CONVERTERS

В работе представлен анализ возможных аварийных режимов работы преобразователя напряжения при управлении от ПЛИС или микроконтроллера и способ их устранения при помощи логического автомата. Принцип работы автомата пояснен с помощью модели, собранной в САПР Xilinx ISE Design Suite.

The paper presents an analysis of possible emergency conditions in a voltage converter controlled from an FPGA or a microcontroller and a method for eliminating them using a logical machine. The principle of operation of the machine is explained using a model assembled in CAD Xilinx ISE Design Suite.

Ключевые слова: преобразователь напряжения, силовой ключ, драйвер, логический автомат, солнечный модуль, микроинвертор, обратноходовой преобразователь.

Keywords: voltage converter, power switch, driver, logical machine.

На сегодняшний день существует много способов управления силовыми транзисторными преобразователями. Как правило, в низковольтных преобразователях существуют готовые технические решения на одном кристалле, требующие минимальное количество внешних элементов. Алгоритм управления таким преобразователем уже заранее реализован в драйвере (кристалле) и не требует внешнего вмешательства. Такие технические решения хорошо зарекомендовали себя в системах с низким напряжением питания до 30В. При проектировании высоковольтных преобразователей готовых технических решений мало и они индивидуальны под конкретную техническую задачу. В работе рассматривается один из вариантов управления силовым преобразователем, построенным по полумостовой схеме.

На рис. 1 представлена упрощенная электрическая схема системы управления полумостовым понижающим синхронным преобразователем, который работает в системе подмагничивания ультразвукового генератора [1].

Силовые ключи VT1 и VT2 получают питание от выпрямленного постоянного напряжения 300В. Управление силовыми ключами осуществляет драйвер DA1, который при помощи бутстрепного конденсатора C4, диода VD1, а также конденсатора C7, осуществляет питание цепей

затвора для отпирания верхнего VT1 и нижнего ключа VT2 транзисторной стойки. Когда открыт транзистор VT2, конденсатор C4 заряжается через диод VD1; когда транзистор VT1 закрыт, конденсатор C4 разряжается через цепь затвора транзистора VT1, и транзистор открывается.

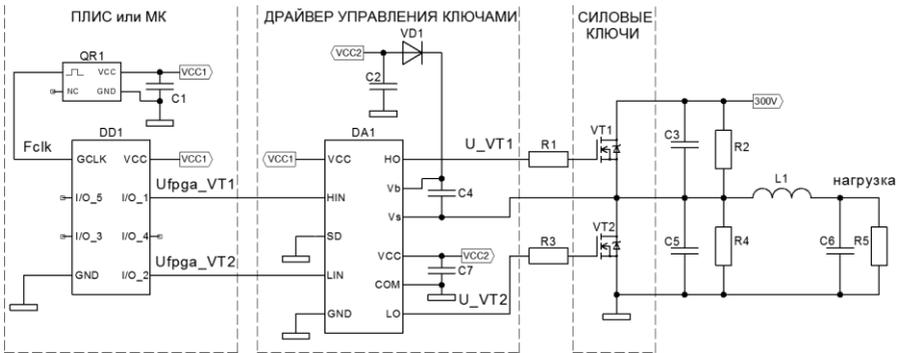


Рис. 1. Схема управления преобразователем напряжения

Драйвер DA1 в простейшем исполнении (например IR2113S) не имеет встроенной логики защиты от сигналов, идущих в одинаковой фазе, поэтому он повторяет сигналы, поступающие от программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) или микроконтроллера МК DD1. Микросхема DD1 формирует управляющие импульсы U_{fpga_VT1} и U_{fpga_VT2} по заданному алгоритму. Тактирование DD1 осуществляется сигналом F_{clk} от кварцевого генератора QR1. Работа преобразователя основана на частотном регулировании сигналов управления U_{fpga_VT1} и U_{fpga_VT2} . Изменение частоты коммутации силовых транзисторов VT1 и VT2 приводит к изменению напряжения на нагрузке и в данной работе не рассматривается.

ПЛИС генерирует сигналы U_{fpga_VT1} и U_{fpga_VT2} с заданной частотой, которые поступают на драйвер DA1. Драйвер согласовывает уровни сигналов и выдает управляющие импульсы U_{VT1} и U_{VT2} на затворы силовых транзисторов VT1 и VT2 в такой же последовательности, в какой они поступили на входы драйвера DA1 с минимальной задержкой, составляющей, как правило, несколько наносекунд (рис. 2).

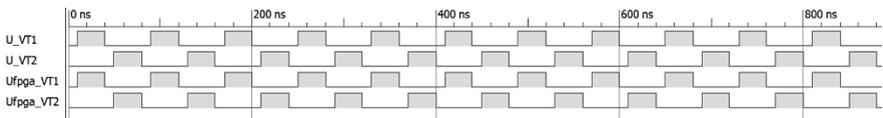


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов управления

Выше было показано, что управление силовыми транзисторами VT1 и VT2 зависит от стабильной работы DD1. Известно, что при включении питания и загрузки программы в ПЛИС все выводы переводятся в состояние логической единицы. То же самое касается и МК. Однако перевод выводов микросхемы DD1 в это состояние только усугубляет проблему – оба транзистора переводятся в открытое состояние. К тому же это не спасает от

помех на линиях, особенно в высоковольтных импульсных системах. Поэтому сигналы управления начинают "плавать", "дергаться", и преобразователь выходит из строя. На рис. 3 представлены классические проблемы при управлении высоковольтными преобразователями напрямую через ПЛИС или МК.



Рис. 3. Сигналы управления, характерные для аварийного режима

Из рис. 3 видно, что в момент включения питания транзисторы VT1 и VT2 сразу открыты одновременно, через них на землю проходит сквозной ток и транзисторы выходят из строя. Даже если система включилась, и ПЛИС успешно загрузилась, режим короткого замыкания может произойти в момент дальнейшей работы при перестройке частоты или внешней помехи.

Как же решить эту проблему, если драйвер DA1 не имеет встроенной логической защиты? Очевидно, что необходимо проектировать свою логическую защиту и включать ее между ПЛИС и драйвером. Назовем этот функциональный узел логическим автоматом управления драйвером (ЛАУД) [2]. Для надежной работы желательно использовать как можно меньше выводов ПЛИС или МК. Следовательно, необходим ЛАУД с одним входным сигналом, который будет преобразован в два выходных сигнала U_{fpga_VT1} и U_{fpga_VT2} . Описание способа проектирования ЛАУД в данной статье не приводится, однако стоит заметить, что узел строится он по принципу конечного автомата Мили или Мура с одним входом и двумя выходами.

На рис. 4 представлен вариант ЛАУД с минимальным числом дискретных

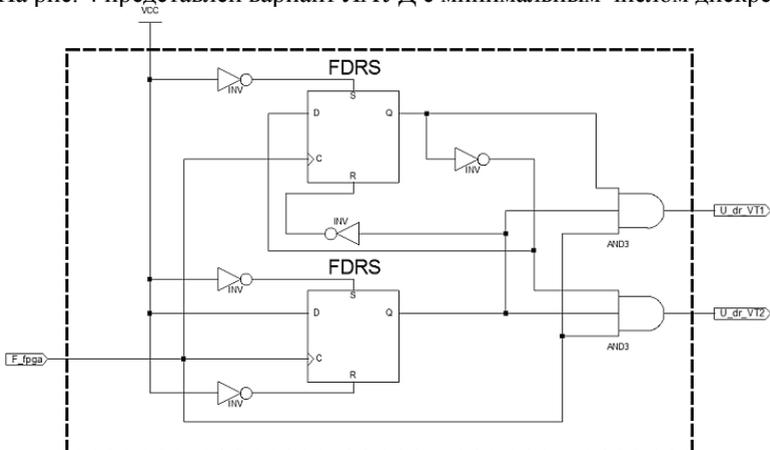


Рис. 4. Модель ЛАУД

логических элементов - двумя RS-триггерами и двумя элементами ИЛИ. Работа схемы была промоделирована в САПР Xilinx ISE Design Suite при штатном и нестабильном входном сигнале, формируемом ПЛИС (рис. 5).

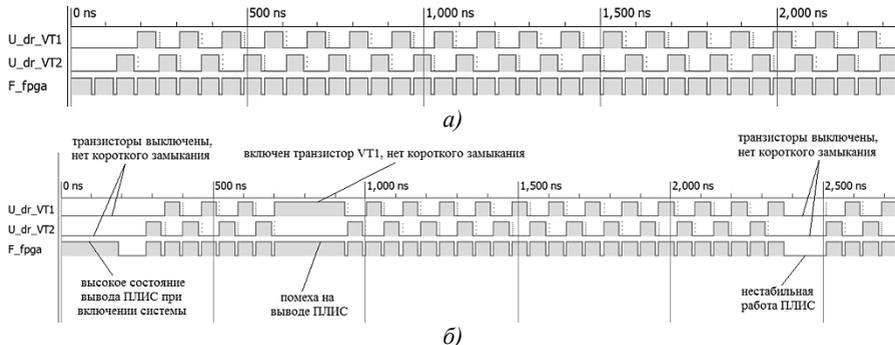


Рис. 5. Временные диаграммы ЛАУД при работе ПЛИС в штатном режиме (а) и нестабильной работе ПЛИС (б)

Анализ результатов показывает удовлетворительное поведение модели ЛАУД, преобразователь не выйдет из строя при любом состоянии вывода ПЛИС. Итоговая схема полумостового преобразователя с логическим автоматом представлена на рис. 6.

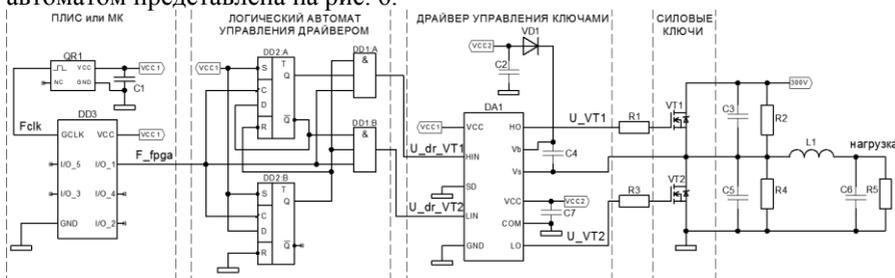


Рис. 6. Система управления преобразователем, содержащая ЛАУД

Очевидно, что построение подобного рода системы управления имеет смысл только в высоковольтных преобразователях. Аналогичный ЛАУД можно строить и для мостового преобразователя [3], который уже будет иметь один вход и 4 выхода.

Список литературы

1. Янкевич, С.В. Двухканальный ультразвуковой генератор GENERUS // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы X Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2013. – С. 358-360.
2. Янкевич, С.В. Ультразвуковой генератор на ПЛИС фирмы XILINX // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы VII Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – С. 272-275.
3. Малинин, Г.В. Математическая модель генератора ультразвуковых колебаний / Г.В. Малинин, И.В. Абрамова // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы IX Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2014. – С. 27-32.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

Е.А. Краснопевцев

(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)

E.A. Krasnopevtsev (Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University)

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КВАНТОВЫХ ЧАСТИЦ

CORRELATION INTERACTIONS OF QUANTUM PARTICLES

Корреляция числа частиц в равновесном тепловом состоянии квантового газа вызвана взаимным «интерференционным отталкиванием» и антигруппировкой у фермионов и «интерференционным притяжением» и группировкой у бозонов.

Correlation of particles number in an equilibrium thermal state of quantum gas is caused mutual «interference repulsion» and antibunching at fermions and «interference attraction» and bunching at bosons.

Ключевые слова: дисперсия, корреляция, интерференционное взаимодействие, бозон, фермион.

Keywords: dispersion, correlation, interference interaction, boson, fermion.

1. Correlation of particles number

System of n particles in one state we divide mentally on two subsystems $i = 1, 2$

$$n = n_1 + n_2, \quad \bar{n} = \bar{n}_1 + \bar{n}_2.$$

Using a deviation from average $\Delta n_i \equiv n_i - \bar{n}_i$, we find a dispersion of particles number in a subsystem $D_i \equiv \overline{(\Delta n_i)^2} = \overline{n_i^2} - \bar{n}_i^2$ and in all system

$$D \equiv \overline{(n - \bar{n})^2} = \overline{[(n_1 - \bar{n}_1) + (n_2 - \bar{n}_2)]^2} = D_1 + D_2 + C, \quad (1)$$

where correlations between fluctuations of particles number in subsystems i and j

$$C_{ij} \equiv \overline{\Delta n_i \Delta n_j} = \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j,$$

$$C_{ij} = C_{ji}, \quad C_{ii} = D_i, \quad D = \sum_{i,j=1}^2 C_{ij},$$

$$C = C_{12} + C_{21} = 2C_{12}. \quad (2)$$

The dispersion of particles number (1) for system with overlapping particles wave functions sums of dispersions of subsystems and correlations between them. At mental division of system on N parts it is received

$$D = \sum_{i,j=1}^N C_{ij} = \sum_{i=1}^N D_i + C, \quad C = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^N C_{ij} = 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i < j}}^N C_{ij}. \quad (3)$$

2. Fermions

System of fermions in an equilibrium thermal state it is divided mentally on two parts $n = n_1 + n_2$. Using dispersion $D_F = \bar{n}(1 - \bar{n})$, we find

$$D_F = (\bar{n}_1 + \bar{n}_2)(1 - \bar{n}_1 - \bar{n}_2) = D_1 + D_2 - 2\bar{n}_1\bar{n}_2.$$

Comparison with (1) and (2) gives $(C_F)_{12} = -\bar{n}_1\bar{n}_2 < 0$. For $N \geq 2$ at $i \neq j$ it is similarly received

$$(C_F)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = -\bar{n}_i \bar{n}_j < 0, \quad \overline{n_i n_j} = 0.$$

In equilibrium gas of fermions the fluctuation of particles number in different parts of state are anticorrelated. The result is caused by the Pauli exclusion principle and means repulsion of fermions in identical states.

3. Coherent radiation

Radiation of one mode laser is coherent and a field is a sinusoidal wave. The probability of detection in one state n photons, as well as particles of classical gas, is described by Puasson distribution for independent particles with dispersion $D_M = \bar{n}$. At mental division of particles on N parts $\bar{n} = \bar{n}_1 + \bar{n}_2 + \dots + \bar{n}_N$ it is received

$$D_M = \bar{n}_1 + \bar{n}_2 + \dots + \bar{n}_N = D_1 + D_2 + \dots + D_N.$$

Comparison with (3) shows absence of correlation

$$(C_M)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = 0, \quad \overline{n_i n_j} = \bar{n}_i \bar{n}_j,$$

where $i \neq j$. Hence, in coherent radiation and in classical gas there is no bunching or antibunching of particles.

4. Bosons

For bosons it is used $D_B = \bar{n}^2 + \bar{n}$, then at $N = 2$

$$D_B = (\bar{n}_1 + \bar{n}_2)^2 + \bar{n}_1 + \bar{n}_2 = D_1 + D_2 + 2\bar{n}_1\bar{n}_2.$$

Comparison with (1) and (2), gives $(C_B)_{12} = \bar{n}_1\bar{n}_2 > 0$. For $N \geq 2$ at $i \neq j$ it is similarly received

$$(C_B)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = \bar{n}_i \bar{n}_j > 0, \quad \overline{n_i n_j} = 2\bar{n}_i \bar{n}_j.$$

Hence, in equilibrium gas of bosons the fluctuation of particles number in different parts of a state are correlated proportionally doubled product of average values of these numbers. The result is inverse to action of the Pauli exclusion principle and means mutual «interference attraction» of bosons, that bosons move groups in equilibrium gas. Experiment of R. Henberi Brown and R.Tviss [1] has shown that in thermal radiation the pairs of photons, divided by a smaller time interval, are registered more often, than pairs with the big interval. The photon bunching of thermal radiation leads to that a state of photon gas is the wave with a coherence length $\sim \lambda/2$.

5. Attractive and repulsive forces

The power nature of «interference interactions» proves to be true comparison internal energy of quantum systems and classical gas. For three-dimensional

quantum gas with N particles at temperature T with chemical potential μ the internal energy

$$U_{\delta}(T) \cong \frac{3}{2} kTN \left(1 + \frac{\delta}{2^{2/5}} e^{\mu_{\delta}/kT} \right).$$

At gas of fermions with $\delta=1$ internal energy is more than at classical gas with $\delta=0$, and at gas of bosons with $\delta=-1$ internal energy is less than at classical gas, because of mutual «interference interactions» of quantum particles.

At a volume variation of gas of bosons at temperature below a threshold of condensation $T < T_C$ with weight of a particle m and number of spin states N_s it is received

$$\frac{f_{B,x}}{S} = - \left(\frac{dU}{dV} \right)_{T,N} = -630 \frac{h^2}{mN_s^{2/3}} \left(\frac{N}{V} \right)^{5/3} \left(\frac{T}{T_C} \right)^{5/2} < 0.$$

For gas of fermions with number of particles N at temperature $T \rightarrow 0$ it is carried out

$$\frac{f_{F,x}}{S} = - \left(\frac{dU}{dV} \right)_{T,N} = \frac{1}{20,6} \frac{h^2}{m} \left(\frac{N}{V} \right)^{5/3} > 0.$$

At isothermal increase of volume the internal energy increases if between particles of system there is attractive force $f_{B,x} < 0$; internal energy decreases if there is repulsive force $f_{F,x} > 0$. For electronic gas with $N/V \sim 10^{28} \text{ m}^{-3}$ it is received $f_F/S \sim 10^9 \text{ N/m}^2$. For gas of atoms ${}^4\text{He}$ at $T=T_C$, $N/V \sim 10^{20} \text{ m}^{-3}$ it is found $f_B/S \sim 10^{-4} \text{ N/m}^2$.

6. Bunching and antibunching effects

Results correspond with experiment [2]. Boson atoms ${}^4\text{He}$ and fermion atoms ${}^3\text{He}$ at temperature $\sim 10^{-6} \text{ K}$ extended in the form of a cloudlet from magnetic traps and were registered by detectors, placed from each other on distance Δz along a movement direction. It was measured the correlation function $g^{(2)}(\Delta z)$, that is, the probability of joint detection at two points separated by Δz , divided by the product of the single detection probabilities at each point. In the absence of correlation arrival of particles is accidental and from the theorem of product of independent events probabilities is received $g^{(2)}(\Delta z) = 1$. The correlation functions $g_{B/F}^{(2)}(\Delta z)$ shown in Figure. The bosons show a bunching effect, and the fermions show antibunching at distances between particles smaller 1 mm. Results are described by function

$$g^{(2)}(\Delta z) = 1 \pm \eta e^{-(\Delta r)^2/l^2}.$$

At gas temperature $T = 0,5\mu\text{K}$ parameter of contrast $\eta \sim (0,03 - 0,08)$, correlation lengths $l_B = 0,56\text{ мм}$, $l_F = 0,75\text{ мм}$. Parameters η and l increase at temperature fall.

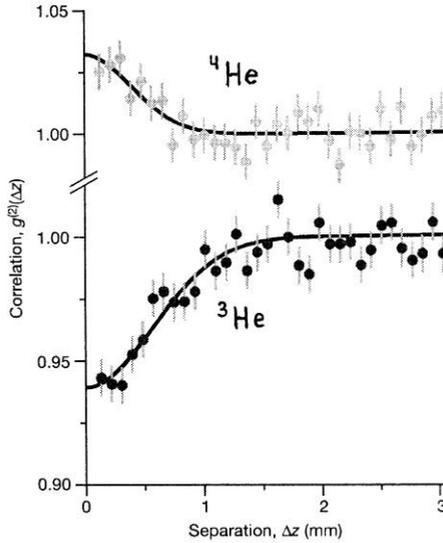


Figure. Correlation functions for bosons ^4He and fermions ^3He

Корреляция числа частиц в равновесном тепловом состоянии квантового газа вызвана взаимным «интерференционным отталкиванием» и антигруппировкой у фермионов и «интерференционным притяжением» и группировкой у бозонов.

Корреляция числа частиц. Систему из n частиц, находящихся в одном состоянии, мысленно разделяем на две подсистемы $i = 1, 2$

$$n = n_1 + n_2, \quad \bar{n} = \bar{n}_1 + \bar{n}_2.$$

Используя отклонение от среднего $\Delta n_i \equiv n_i - \bar{n}_i$, находим дисперсию числа частиц в подсистеме $D_i \equiv \overline{(\Delta n_i)^2} = \overline{n_i^2} - \bar{n}_i^2$, и во всей системе

$$D \equiv \overline{(n - \bar{n})^2} = \overline{[(n_1 - \bar{n}_1) + (n_2 - \bar{n}_2)]^2} = D_1 + D_2 + C, \quad (1)$$

где корреляции между флуктуациями числа частиц в подсистемах i и j

$$C_{ij} \equiv \overline{\Delta n_i \Delta n_j} = \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j,$$

$$C_{ij} = C_{ji}, \quad C_{ii} = D_i, \quad D = \sum_{i,j=1}^2 C_{ij},$$

$$C = C_{12} + C_{21} = 2C_{12}. \quad (2)$$

Дисперсия числа частиц (1) для системы с перекрывающимися волновыми функциями частиц складывается из дисперсий подсистем и корреляций между ними. При мысленном разделении системы на N частей получаем

$$D = \sum_{i,j=1}^N C_{ij} = \sum_{i=1}^N D_i + C, \quad C = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^N C_{ij} = 2 \sum_{\substack{i,j=1 \\ i < j}}^N C_{ij}. \quad (3)$$

Систему фермионов в состоянии теплового равновесия разделяем мысленно на две части $n = n_1 + n_2$. Используя дисперсию $D_F = \bar{n}(1 - \bar{n})$, находим

$$D_F = (\bar{n}_1 + \bar{n}_2)(1 - \bar{n}_1 - \bar{n}_2) = D_1 + D_2 - 2\bar{n}_1\bar{n}_2.$$

Сравнение с (1) и (2) дает $(C_F)_{12} = -\bar{n}_1\bar{n}_2 < 0$. Для $N \geq 2$ при $i \neq j$ аналогично получаем

$$(C_F)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = -\bar{n}_i \bar{n}_j < 0, \quad \overline{n_i n_j} = 0.$$

Следовательно, **в равновесном фермионном газе флуктуации числа частиц в разных частях состояния антикоррелированы**. Результат вызван принципом запрета Паули и означает **взаимное «отталкивание» фермионов в тождественных состояниях**.

Излучение одномодового лазера когерентное, поле близко к синусоидальной волне. Вероятность обнаружения в одном состоянии n фотонов, как и частиц классического газа, описывается распределением Пуассона для независимых частиц с дисперсией $D_M = \bar{n}$. При мысленном разделении частиц на N частей $\bar{n} = \bar{n}_1 + \bar{n}_2 + \dots + \bar{n}_N$ получаем

$$D_M = \bar{n}_1 + \bar{n}_2 + \dots + \bar{n}_N = D_1 + D_2 + \dots + D_N.$$

Сравнение с (3) показывает отсутствие корреляции

$$(C_M)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = 0, \quad \overline{n_i n_j} = \bar{n}_i \bar{n}_j,$$

где $i \neq j$. Следовательно, **в когерентном излучении и в классическом газе не происходит группировки или антигруппировки частиц**.

Для бозонов используем $D_B = \bar{n}^2 + \bar{n}$, тогда при $N = 2$

$$D_B = (\bar{n}_1 + \bar{n}_2)^2 + \bar{n}_1 + \bar{n}_2 = D_1 + D_2 + 2\bar{n}_1\bar{n}_2.$$

Сравниваем с (1) и (2), находим $(C_B)_{12} = \bar{n}_1\bar{n}_2 > 0$. Для $N \geq 2$ при $i \neq j$ аналогично получаем

$$(C_B)_{ij} \equiv \overline{n_i n_j} - \bar{n}_i \bar{n}_j = \bar{n}_i \bar{n}_j > 0, \quad \overline{n_i n_j} = 2\bar{n}_i \bar{n}_j.$$

Следовательно, **в равновесном бозонном газе флуктуации числа частиц в разных частях состояния коррелированы пропорционально удвоенному**

произведению средних значений этих чисел. Результат обратный действию принципа Паули и означает **взаимное «интерференционное притяжение» бозонов, то есть при тепловом равновесии бозоны перемещаются группами.** Эксперименты Р. Хэнбери Брауна и Р. Твисса [1] показали, что в тепловом излучении пары фотонов, разделенные меньшим временным интервалом, регистрируются чаще, чем пары с большим интервалом. Группировка фотонов теплового излучения приводит к тому, что состоянием фотонного газа является волна с длиной когерентности $\sim \lambda/2$.

Силовая природа корреляционных взаимовлияний подтверждается сравнением внутренних энергий квантовых систем и классического газа. Для слабо вырожденного трехмерного квантового газа из N частиц при температуре T с химическим потенциалом μ выполняется

$$U_{\delta}(T) \cong \frac{3}{2} kTN \left(1 + \frac{\delta}{2^{2/5}} e^{\mu_{\delta}/kT} \right).$$

У фермионного газа с $\delta = 1$ внутренняя энергия больше, чем у классического газа с $\delta = 0$, а у бозонного газа с $\delta = -1$ внутренняя энергия меньше, из-за взаимного «интерференционного взаимодействия» квантовых частиц.

При вариации объема бозонного газа при температуре ниже порога конденсации $T < T_C$ с массой частицы m и числом спиновых состояний N_S получаем

$$\frac{f_{B,x}}{S} = - \left(\frac{dU}{dV} \right)_{T,N} = -630 \frac{h^2}{mN_S^{2/3}} \left(\frac{N}{V} \right)^{5/3} \left(\frac{T}{T_C} \right)^{5/2} < 0.$$

Для газа фермионов с числом частиц N при температуре $T \rightarrow 0$ выполняется

$$\frac{f_{F,x}}{S} = - \left(\frac{dU}{dV} \right)_{T,N} = \frac{1}{20,6} \frac{h^2}{m} \left(\frac{N}{V} \right)^{5/3} > 0.$$

При изотермическом увеличении объема внутренняя энергия системы возрастает, если между частицами действует сила притяжения $f_{B,x} < 0$; внутренняя энергия уменьшается, если действует сила отталкивания $f_{F,x} > 0$. Для электронного газа с $N/V \sim 10^{28} \text{ м}^{-3}$ получаем $f_F/S \sim 10^9 \text{ Н/м}^2$. Для газа атомов ${}^4\text{He}$ при $T = T_C$, $N/V \sim 10^{20} \text{ м}^{-3}$ находим $f_B/S \sim 10^{-4} \text{ Н/м}^2$.

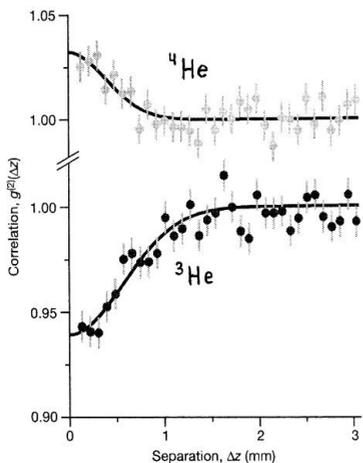


Рис. 1. Зависимость корреляционной функции бозонов ${}^4\text{He}$ и фермионов ${}^3\text{He}$ от расстояния между детекторами

Результаты согласуются с экспериментом [2]. Атомы бозоны ${}^4\text{He}$ и атомы фермионы ${}^3\text{He}$ при температуре $\sim 10^{-6}\text{K}$ распространялись в виде облачка от магнитных ловушек и регистрировались детекторами, отстоящими друг от друга на расстояние Δz вдоль направления движения. Измерялась **корреляционная функция** $g^{(2)}(\Delta z)$, равная вероятности одновременной регистрации частиц двумя детекторами, деленная на произведение вероятностей регистрации частиц каждым детектором по отдельности. При отсутствии корреляции приход частиц случаен и из теоремы о произведении вероятностей независимых событий получаем $g^{(2)}(\Delta z) = 1$. Корреляционные

функции $g_{\text{B/F}}^{(2)}(\Delta z)$, показанные на рис. 1, свидетельствуют о **группировке бозонов и антигруппировке фермионов** при расстояниях между частицами меньших 1 мм.

Аналогичная зависимость получена в плоскости x - y . Корреляционные эффекты возникают при перекрытии волновых функций частиц и вызваны особенностями их симметрии при взаимной перестановке. Результаты описывает функция

$$g^{(2)}(\Delta z) = 1 \pm \eta e^{-(\Delta r)^2/l^2}.$$

При температуре газа $T = 0,5\text{ мК}$ параметр контрастности $\eta \sim (0,03 - 0,08)$, корреляционная длина $l_{\text{B}} = 0,56\text{ мм}$, $l_{\text{F}} = 0,75\text{ мм}$. Параметры η и l увеличиваются при понижении температуры.

Список литературы

1. Hanbury Brown R., Twiss R.Q. Correlation between photons in two coherent beams of light // Nature **177**, 27–29 (1956).
2. Jelte T. et al. Comparison of the Hanbury Brown–Twiss effect for bosons and fermions // Nature **445**, 402–405 (2007).

Материал поступил в редколлегию 17.09.19.

В.Г. Немтин, М.И. Кареев, М.А. Кищенко

(г. Санкт-Петербург, Научно-исследовательский институт МТО ВС РФ)

V.G. Nemtin, M.I. Kareev, M.A. Kishchenko (Saint-Petersburg, Research Institute of MTO
RF Armed Forces)

**ПОЛУЧЕНИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
ОСТАТОЧНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ДЕФОРМАЦИЙ
В КОМБИНИРОВАННЫХ СОЕДИНЕНИЯХ
«ТРУБА–ТРУБНАЯ РЕШЕТКА» КОЖУХОТРУБЧАТЫХ
ТЕПЛОБМЕННЫХ АППАРАТОВ**

**OBTAINING REGULARITIES OF DISTRIBUTION OF RESIDUAL STRESSES
AND DEFORMATIONS IN COMBINED COMPOUNDS
“PIPE – TUBE GRILLE” OF SHELL-TUBED HEAT EXCHANGE UNITS**

В данной статье описывается процесс моделирования в программе ANSYS остаточных напряжений и деформаций в комбинированных соединениях «труба–трубная решетка», выполненных дуговой сваркой и сваркой трением, возникающих в теплообменных аппаратах из-за разности температур в кожухе и трубах.

This article describes the modeling process in the ANSYS program of residual stresses and strains in combined connection «pipe-tube grid» joints performed by arc welding and friction welding that occur in heat exchangers due to the temperature difference in the casing and pipes.

Ключевые слова: кожухотрубчатый теплообменный аппарат, трубный пучок, узел «труба–трубная решетка», комбинированное соединение, ротационная сварка трением, сталь 12X18H10T.

Keywords: shell-and-tube heat exchanger, tube bundle, "pipe-tube grid" unit, combined connection, rotary friction welding, steel 12X18H10T.

В теплообменных аппаратах из-за разности температур в кожухе и трубах возникают температурные напряжения. Это явление объясняется тем, что кожух и трубы теплообменного аппарата при его работе претерпевают разные температурные деформации, так как температура кожуха близка к температуре теплоносителя, циркулирующего в межтрубном пространстве, а температура труб – к температуре теплоносителя с большим коэффициентом теплоотдачи. Возникающие при этом напряжения могут вызвать устойчивые деформации или даже разрушение конструкции [1].

В связи с этим при проведении моделирования напряженно-деформированного состояния комбинированных соединений учитывались температурные усилия и возникающие при этом температурные напряжения в трубах и межтрубном пространстве, а также давление рабочей среды. В качестве прототипов были выбраны соединения, выполненные дуговой

сваркой (ДС) и сваркой трением (СТ), которые представлены на рисунке 1 [2].



Рис.1. Макроструктура сварных соединений, выполненного ДС:
а – образец, выполненный ДС; б – образец, выполненный СТ

Построение 3D моделей комбинированных соединений, выполненных дуговой сваркой и сваркой трением, было произведено в программе SolidWorks (рисунок 2).

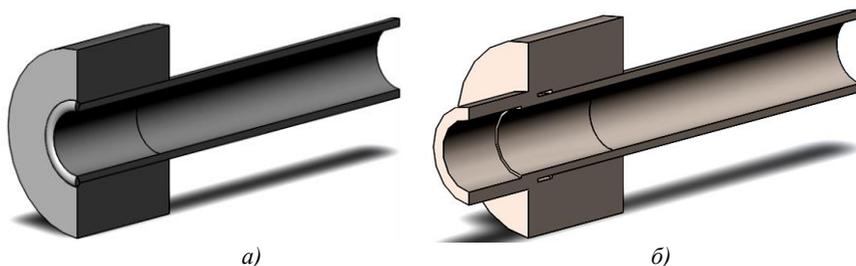


Рис.2. Комбинированные соединения «труба–трубная решетка»:
а – модель, выполненная ДС; б – модель, выполненная СТ

Моделирование напряженно-деформированного состояния производилось с помощью программы ANSYS. Сначала в библиотеке материалов была создана сталь 12Х18Н10Т. В качестве свойств материала были использованы данные для этой стали в соответствии с ГОСТ 9940-8. Вводились значения теплоемкости, теплопроводности, коэффициента температурного расширения, коэффициента Пуассона, модуля упругости, задавались кривые деформирования металла при различных температурах.

Далее в подпрограмму Steady-State Thermal были импортированы созданные модели комбинированных соединений. Для них был выбран материал 12Х18Н10Т и построены расчетные сетки. После этого были добавлены соответствующие температуры: в трубах 100 °С, в межтрубном пространстве 50 °С. В результате были получены температурные поля. Затем

в подпрограмму Static Structural в качестве нагрузки были импортированы полученные температурные поля, где были добавлены следующие нагрузки:

- $P_T = 1,6$ МПа - давление в трубах;
- $P_K = 2,5$ МПа - давление в межтрубном пространстве;
- $Q_t = 27000$ Н - температурное усилие;
- $Q = 2000$ Н - осевое усилие от давлений в трубном и межтрубном пространствах [3].

Для ограничения перемещений и поворотов соединения были также приложены граничные условия (ограничение перемещений) к наружным граням трубной решетки.

В результате были получены поля эквивалентных напряжений (рисунки 3, 4) для соединений, выполненных дуговой сваркой и сваркой трением.

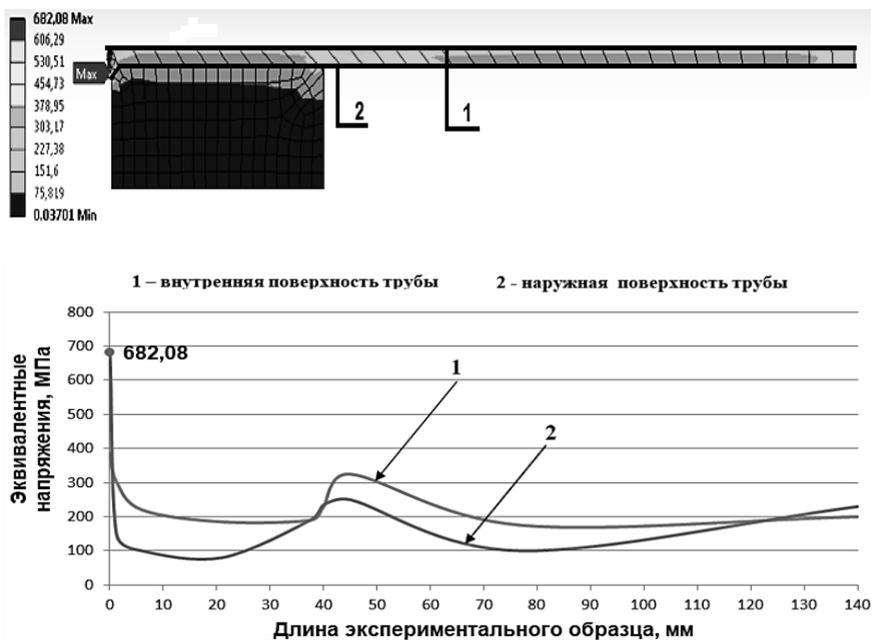


Рис.3. Поле эквивалентных напряжений для модели, выполненной ДС

Максимальное значение эквивалентных напряжений для модели, выполненной дуговой сваркой (рисунок 3), на 20 МПа превышает максимальное значение эквивалентных напряжений для модели, выполненной сваркой трением (рисунок 4). Как у модели, выполненной дуговой сваркой (рисунок 3), так и у модели, выполненной сваркой трением (рисунок 4), наибольшие напряжения возникают в зоне сварного соединения, однако у модели, выполненной сваркой трением, возникают дополнительные

напряжения на внутренней поверхности трубы в зоне комбинированного соединения «труба–трубная решетка».

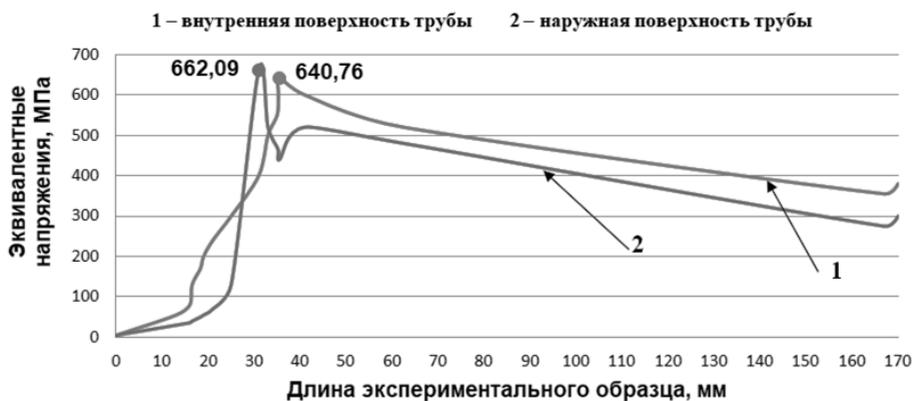
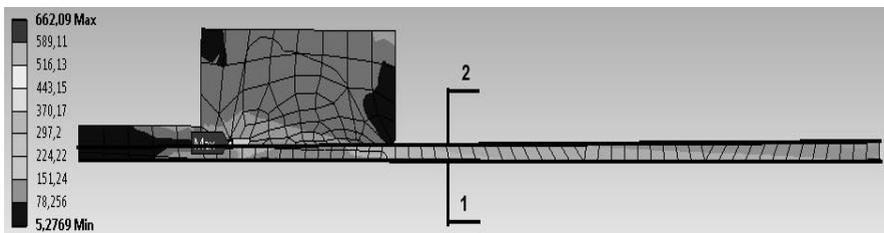


Рис. 4. Поле эквивалентных напряжений для модели, выполненной СТ

Таким образом, высокое качество сварных соединений является преимуществом сварки трением по сравнению с дуговыми способами сварки.

Список литературы

1. Семакина, О.К. Машины и аппараты химических производств. Учебное пособие. / О. К. Семакина. – Томск: ТПУ, 2003. – 118 с.
2. Коррозионная стойкость сварного соединения узла «труба – трубная решетка», полученного сваркой трением / Р.Г. Ризванов [и др.] // Нанотехнологии в строительстве: научный интернет-журнал. – 2017. – Т. 9, № 4. – С. 97-115.
3. Кареев, М.И. Сравнительный анализ результатов моделирования напряженно-деформированного состояния узла «труба–трубная решетка» кожухотрубчатых теплообменных аппаратов / М.И. Кареев // Современные технологии в нефтегазовом деле. – 2019. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2019. – Т. 2. – С. 150-156.

Материал поступил в редколлегию 04.10.19.

А.Н. Школин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
A.N. Shkolin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

**ЧИСЛЕННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ
ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

**NUMERICAL FREQUENCY RESPONSE ANALYSIS OF
SWITCHING CONVERTERS BEHAVIORAL MODELS**

Данная работа посвящена способу численного определения частотных характеристик при моделировании нелинейных динамических объектов, в частности при поведенческом моделировании микросхем импульсных преобразователей. Проведен анализ существующих методов моделирования частотных характеристик импульсных преобразователей. Приведена методика сокращения объема вычислений при выполнении расчёта частотных характеристик моделей нелинейных динамических импульсных систем в области их устойчивости на основе расчёта во временной области. Это позволяет учитывать существенные особенности исследуемых нелинейных объектов, в отличие от линеаризованных моделей, применимых только к режиму малого сигнала. Способ основан на применении корреляционного анализа при нахождении установившегося стационарного движения моделируемого объекта во временной области при варьировании частоты гармонического входного воздействия. Приведены результаты моделирования с применением предложенного подхода.

This work is devoted to a method for numerically determining the frequency characteristics when modeling nonlinear dynamic objects, in particular during behavioral modeling of pulse converter circuits. The analysis of existing methods for modeling the frequency characteristics of pulse converters is carried out. A technique is given for reducing the amount of calculations when calculating the frequency characteristics of models of nonlinear dynamic pulse systems in the field of their stability based on a calculation in the time domain. This allows one to take into account the essential features of the studied nonlinear objects, in contrast to the linearized models applicable only to the small signal mode. The method is based on the use of correlation analysis when finding the steady-state stationary motion of the simulated object in the time domain while varying the frequency of the harmonic input signal. The results of modeling using the proposed approach are presented.

Ключевые слова: импульсные преобразователи напряжения, микросхемы, моделирование, частотный анализ.

Keywords: switching voltage converters, microcircuits, simulation, frequency response analysis.

Введение

На сегодня импульсные преобразователи активно применяются для построения систем электропитания электронных устройств. Область применения таких электронных устройств разнообразна, и включает в себя системы автоматики, радиотехнику, бортовые системы летательных аппаратов, электронные приборы для медицины, бытовые устройства, мобильные устройства и т.д.

При разработке таких электронных устройств большое значение придается показателям надежности, стабильности характеристик при воздействии различных внешних факторов, изменяющихся в широких диапазонах и т.п. В частности разработка источников электропитания на системном уровне связана с проработкой общих вопросов устойчивости при малых и больших значениях возмущающих факторов. Для чего при выборе системы управления и силовой части (пассивных элементов силового фильтра) импульсного преобразователя напряжения (ИПН) определяются частотные характеристики: ЛАЧХ и ЛФЧХ коэффициента петлевого усиления, запас по фазе и амплитуде, частота единичного усиления и др.

Для решения указанных проблем активно применяется моделирование ИПН, которое позволяет существенно сократить сроки, повысить качество и снизить затраты на разработку. Так как многие современные ИПН выполняются с использованием интегральных микросхем (ИМС) ИПН, при моделировании часто применяются поведенческие модели (ПМ) [16]. ПМ – это имитационная модель, воспроизводящая внешнее поведение объекта. Так как для ПМ описание внутренней структуры объекта моделирования является не обязательным, то с одной стороны ПМ с точки зрения минимальных требований к вычислительным ресурсам представляют интерес для инженеров-разработчиков электронных устройств, или конечных потребителей ИМС, а с другой стороны, вследствие необязательности воспроизведения внутренней структуры элемента ЭКБ позволяют производителям ЭКБ реализовать свои права на интеллектуальную собственность (например, топологию ИМС). Вследствие этого ПМ активно применяются в электронной сфере.

С появлением расширений высокоуровневых языков описания аппаратуры, таких как Verilog-AMS и VHDL-AMS [8], ПМ активно применяются для технической реализации ПМ непрерывных (аналоговых систем), в том числе так называемых мультидисциплинарных, примером которых являются электротепловые ПМ, учитывающие взаимосвязь электрических и тепловых свойств полупроводниковых приборов.

При разработке ПМ одним из наиболее важных этапов является проверка адекватности ПМ на ее соответствие экспериментальным данным. Для этих целей помимо классических характеристик во временной области активно применяются частотные характеристики.

Данная статья посвящена способу численного определения частотных характеристик при моделировании нелинейных динамических объектов, в частности при поведенческом моделировании ИМС ИПН.

Проблематика и методология

На сегодня существует ряд работ, посвященных данной проблематике. Исторически первыми среди них можно выделить ряд работ, посвящённых методам, проводимых в условиях натурального эксперимента на макетной плате или готовом образце.

В известной работе Мидлбрука Р.Д. [10] предлагается способ определения ЧХ ИПН с сохранением устойчивости анализируемой системы посредством замкнутого контура обратной связи, основанный на введении в этот контур источника гармонического возмущающего воздействия. При этом даются рекомендации по выбору соотношений внутреннего сопротивления источника напряжения инжектируемого гармонического сигнала относительно входа и выхода ИПН. Также проанализированы схемотехнические варианты для разных типов источников инжектируемого сигнала – источник тока или источник напряжения.

При технической реализации данного подхода часто применяются методы, основанные на применении в качестве источника инжектируемого сигнала в виде генератора качающейся частоты. Однако, как отмечается в [3], при этом наблюдается искажение ЧХ, требующее его дополнительного учета и анализа.

Выбору формы инжектируемого сигнала, отличного от гармонического сигнала и проведению последующего частотного анализа также посвящены ряд работ. В частности в работах [5, 14] для этих целей применяются сигнал PRBS. Примером данного подхода при идентификации ЧХ является [7], в котором определены коэффициенты дискретного разностного уравнения с использованием псевдослучайного двоичного сигнала (PRBS) в качестве инжектируемого возмущающего сигнала.

При использовании упомянутых методов в задачах моделирования явным образом [4] существует ряд проблем. Главная из которых это увеличение вычислительной трудности задачи моделирования импульсных объектов, для которых анализируемый частотный диапазон существенно отличается от тактовой частоты внутреннего генератора импульсного объекта. В частности, при расчете в НЧ-области максимальный шаг решателя выбирается, как величина, которая меньше такта работы импульсной системы, и в результате на несколько порядков меньше частоты инжектируемого в цепь обратной связи сигнала. Что в целом приводит к необходимости расчета большего числа точек.

Наиболее простым способом моделирования ЧХ ИПН является использование подходов, основанных на применении осредненных (линеаризованных) малосигнальных моделей ИПН [11]. Однако с общих

позиций данный подход приводит к появлению неточностей моделирования при использовании режимов большого сигнала.

При необходимости учета данного режимы наиболее часто применяется совмещенный время-частотный способ, например [4, 13]. При этом ЧХ получаются как результат анализа серии вычислительных экспериментов во временной области для интервалов времени кратных периоду инжектируемого гармонического сигнала. При использовании в качестве основного метода анализа преобразование Фурье, такой способ получил название Frequency Response Analysis (FRA) [4]. Следует отметить, что для выполнения FFT и DFT нужен ряд данных для интервала времени как минимум за полный период анализируемого сигнала.

Другим способом вычисления амплитуды и фазы при моделировании ЧХ нелинейных объектов, на примере микросхем АЦП, предложен в [13]. В данном случае авторами предлагается выполнять аппроксимацию выходного сигнала синусоидальным с применением метода наименьших квадратов. Данный подход в [13] интересен тем, что в некоторых частных случаях может позволить определять ЧХ по интервалу времени, не превышающем период инжектируемого монотонального гармонического сигнала. Однако для этого в анализируемом выходном сигнале моделируемой системы формы отрицательной и положительной полуволн (относительно среднего значения постоянной составляющей) должны совпадать, что в общем случае в нелинейных системах исключается. Другим недостатком данного подхода является некоторое увеличение вычислительной сложности решаемой задачи при выполнении аппроксимации нескольких периодов с большим числом рассчитанных точек временного ряда.

Также при моделировании нелинейных динамических объектов, в составе которых применяется обратная связь, а моделирование выполняется из нулевых начальных условий, важно обеспечить «траекторию запуска» моделируемой системы, которая обеспечивает выход системы в устойчивое состояние. В работах посвященных анализу нелинейной динамики ИПН [1, 2] и др., этот режим называют как одноцикловый, и для его нахождения используется так называемое отображение Пуанкаре [6]. При этом соответствующий «траектории запуска» начальный рассчитываемый интервал времени в каждом вычислительном эксперименте во временной области необходимо исключать для выполнения FRA, что дополнительно отрицательно сказывается на росте вычислительной сложности решаемой задачи.

Переходный процесс во времени присутствует в общем случае у нелинейных динамических объектов, исследуемых в рамках данной статьи (старт системы, смена частоты при проведении FRA). Его нужно или исключить, или минимизировать его продолжительность.

Одним из вариантов исключения из рассчитанного временного ряда данных, относящихся к переходному процессу, является проведение предварительного анализа на основе PSS-анализа (periodic steady-state). Данному подходу посвящены ряд работ, например [6, 9] и др., и реализован во многих средах моделирования [17], таких средах как Cadance Spectre RF, MicroCAP, LTSpice и др.

Выполнение PSS основано на выполнении дополнительных предварительных расчетов, например, по определению ненулевых начальных условий (ННУ), позволяющим сразу перейти моделируемой системе в установившийся режим. Для этого используется решение краевой задачи с подбором ННУ, что требует решения и дополнительно увеличивает вычислительную сложность задачи моделирования. Либо же время перехода системы в установившийся режим прогнозируется на основе линеаризованной модели ИПН (например, в среде LTSpice), что выполняется вычислительно нетрудно, но обладает схожими недостатками, отмеченными ранее при обсуждении малосигнальных моделей.

На сегодня не разработаны критерии и подходы для оценки и выбора минимального необходимого времени расчета, которое при этом обеспечивало бы проведение FRA при моделировании ИПН с наперед заданной точностью.

Как показывает практика, подбор ННУ требует высокой точности при их расчете, например, на стадии PSS, т.к. в анализируемых системах, дополнительно ситуация усугубляется ошибками численного метода при расчете начальных точек, и тем обстоятельством, что система ИПН стартует с определенного положения ключа, которое не обязательно совпадает с тем, при котором выбирались ННУ. Таким образом, принимается предположение об априорном существовании переходного процесса в начале оси времени рассчитываемого графика.

Сократить, но не исключить, временной интервал переходного процесса возможно, только выбирая ННУ вблизи точки покоя системы, рассчитываемого на предварительном подготовительном этапе. При этом сигнал в процессе переходного процесса можно рассматривать как случайную величину.

Суть предлагаемого подхода состоит в том, что, как и при натурном эксперименте по определению частотных характеристик коэффициента петлевого усиления [10], в контур цепи обратной связи по напряжению вводится источник гармонического сигнала и производится расчет ММ во временной области, а критерием останова расчета определяется по фиксации момента наличия установившегося (стационарного) режима на интервале времени, соответствующем периоду гармонического сигнала. Что далее позволяет выполнять вычисление амплитуды и фазы основной гармоники выходного сигнала ИМС ИПН посредством алгоритма быстрого

преобразования Фурье. При этом определение установившегося режима осуществляется посредством расчета статистических показателей стационарности режима. В частности, для интервалов выделенных динамических «окон» (внутри разных периодов гармонического сигнала) рассчитанного ряда данных вычисляется коэффициент корреляции Пирсона (PCC). По его величине и по результату дополнительных тестов (тест проверки на нулевую гипотезу H_0 и др.) происходит принятие решения об останове расчёта во временной области (см. рис. 1).

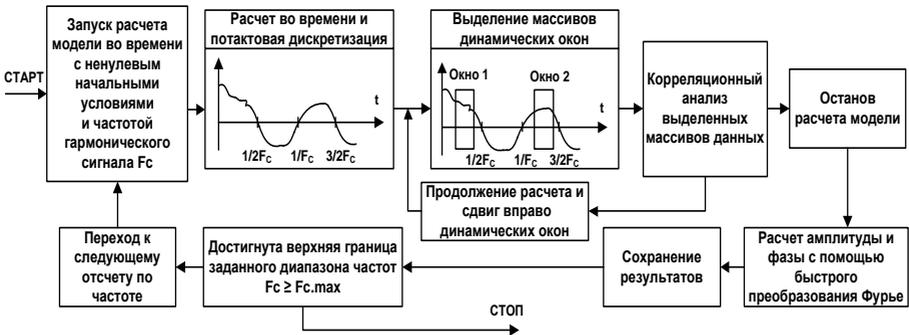


Рис.1. Поясняющая схема способа для выполнения частотного анализа ИМС ИПН понижающего типа

Результаты

Приведенная ранее методика применялась авторами при разработке ПМ ИМС ИПН LM2596. Данная ИМС работает с тактовой частотой 150 кГц, а нижний полюс передаточной функции внутреннего регулятора находится на частоте порядка 60 Гц, что потребовало выполнения расчета FRA от величины 10 Гц, т.е. требуется рассчитать для этой частоты только для одного периода инжектируемого гармонического сигнала (без учета переходного процесса) 15000 тактов, каждый из которых включает в себя расчет нескольких десятков точек.

ПМ данной ИМС ИПН реализована Проект в Matlab/ Simulink. При выполнении анализа применялись следующие настройки: ширина синхронизируемого окна порядка 50 тактов и принятый диапазон коридора требуемых значений PCC 0,98-1,0, что для случая расчета во времени позволило остановить симуляцию и выполнять FRA на интервале порядка полутора периода инжектируемого сигнала (с учетом дополнительного запаса по времени).

На основе идентифицированной ЛАЧХ И ЛФЧХ удалось синтезировать ПМ LM2596. Сравнение результатов полученных на основе предложенного подхода и с использованием классического подхода к FRA на базе расчета с

увеличенным интервалом времени показало их отличие на уровне 5%. При этом сокращение времени составило порядка 10 раз.

Наряду с преимуществами предлагаемого способа следует отметить и его ограничения. При задании ННУ, их необходимо формировать для всех переменных состояния линейной части, что бывает затруднительно. Диапазон коридора доверительных значений РСС эмпирически выбирался авторами как 0,98-1,0, однако нижнее значение может в общем случае быть немного другим.

Следующим важным вопросом является выбор ширины динамического окна. Его значение можно в процессе выполнения FRA автоматически изменять, как и число анализируемых периодов, либо же задавать наперед заданный профиль распределения этих значений относительно оси анализируемых частот. Данное замечание актуально для области частот вблизи тактовой частоты ИПН.

Заключение

Предложен подход сокращения объема вычислений при выполнении расчёта частотных характеристик ММ нелинейных динамических импульсных систем в области их устойчивости на основе расчета во временной области, что позволяет учитывать особенности данного вида объектов, в отличие от линеаризованных ММ, применимых только к режиму малого сигнала.

Приведенные в данной статье результаты применялись при разработке поведенческой модели ИМС ИПН LM2596. Полученные результаты могут быть использованы для анализа поведенческих моделей ИМС с учетом протекающих в них процессов, и других типов нелинейных динамических объектов, таких как АЦП, УВХ, и т.д.

Статья подготовлена благодаря заданию Минобрнауки № 8.1729.2017/ПЧ.

Список литературы

1. *Алейников, О.А.* Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах / О.А. Алейников [и др.] // *Электричество*. – 1991. – № № 4. – С. 16-21.
2. *Баушев, В.С.* О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев // *Электричество*. – 1992. – № №8. – С. 47-53.
3. *Карпов, И.В.* Развитие вычислительных методов определения частотной характеристики радиоканала : [дис. канд. тех. наук :05.12.04] / И.В. Карпов. – Владимир: ВлГУ, 2013. – 141 с.
4. *Engelhardt, M.* LTspice: Extracting Switch Mode Power Supply Loop Gain in Simulation and Why You Usually Don't Need To | Analog Devices [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/en/technical-articles/ltspice-extracting-switch-mode-power-supply-loop-gain-in-simulation-and-why-you-usually-don-t-need.html>.

5. *Barkley, A.* Improved Online Identification of a DC–DC Converter and Its Control Loop Gain Using Cross-Correlation Methods / A. Barkley, E. Santi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24. – № 8. – P. 2021-2031.

6. *Houben, S.H.M.J.* Periodic Steady-State Analysis of Free-running Oscillators / S.H.M.J. Houben, J.M. Maubach // Scientific Computing in Electrical Engineering / coll. M. Griebel [et al.]; eds. U. van Rienen, M. Günther, D. Hecht. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2001. – Vol. 18. – P. 217-224.

7. *Huynh, P.* Empirical small-signal modeling of switching converters using Pspice / P. Huynh, B.H. Cho // Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference. – Atlanta, GA, USA: IEEE, 1995. – Vol. 2. – P. 809-815.

8. *IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions: approved 18 March 1999* : IEEE Std. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions / ed. Computer Society. – New York, NY: Inst. of Electrical and Electronics Engineers, 1999. – 1076.1-1999. – 303 p.

9. *Kim, J.* Fast, Non-Monte-Carlo Estimation of Transient Performance Variation Due to Device Mismatch / J. Kim, K.D. Jones, M.A. Horowitz // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2010. – Vol. 57. – № 7. – P. 1746-1755.

10. *Middlebrook, R.D.* Measurement of loop gain in feedback systems / R.D. Middlebrook // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38. – № 4. – P. 485-512.

11. *Middlebrook, R.D.* Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters / R.D. Middlebrook // Proceedings of the IEEE. – 1988. – Vol. 76. – № 4. – P. 343-354.

12. *Mondini, V.* Sinc-Windowing and Multiple Correlation Coefficients Improve SSVEP Recognition Based on Canonical Correlation Analysis / V. Mondini [et al.] // Computational Intelligence and Neuroscience. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1-11.

13. *Osipov, D.* Frequency analysis of switched capacitor circuits / D. Osipov, Y. Bocharov // 2012 International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD) 2012 International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD). – Seville, Spain: IEEE, 2012. – P. 209-212.

14. *Roinila, T.* Fast Loop Gain Measurement of a Switched-Mode Converter Using a Binary Signal With a Specified Fourier Amplitude Spectrum / T. Roinila, M. Vilkkö, T. Suntio // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24. – № 12. – P. 2746-2755.

15. *Safi, S.M.M.* Improving the performance of the SSVEP-based BCI system using optimized singular spectrum analysis (OSSA) / S.M.M. Safi, M. Pooyan, A. Motie Nasrabadi // Biomedical Signal Processing and Control. – 2018. – Vol. 46. – P. 46-58.

16. *Shkolin, A.N.* Development of automated measurement systems for testing integrated circuits of switching converters / A.N. Shkolin, A.Y. Drakin, V.F. Zotin. – IEEE, 2018. – P. 1-4.

17. *Wan, B.* Overview of commercially-available analog/RF simulation engines and design environment / B. Wan, X. Wang // 2014 12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT) 2014 IEEE 12th International Conference on Solid -State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – Guilin, China: IEEE, 2014. – P. 1-4.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

М.В. Ярославцев, Р.Н. Латышев, Е.А. Земляков
(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)
M.V. Yaroslavtsev, R.N. Latyshev, E.A. Zemlyakov
(Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University)

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ПОДВЕСЕ

SIMULATION MODEL OF A VEHICLE WITH ELECTROMAGNETIC SUSPENSION

Разработана и реализована в среде Simulink имитационная модель подвешенного электромагнита подъемной силой 3,5 т для транспортного средства. Предложена система управления, обеспечивающая устойчивую работу электромагнита в эксплуатационном диапазоне скоростей движения. Определены основные параметры системы электромагнитного подвешивания.

The parameters of the electromagnet in the electromagnetic suspension system of the city transit vehicle are evaluated. A simulation model of the magnetic suspension system which allows studying its dynamic characteristics is created in Simulink. Air gap regulator settings are obtained using the model.

Ключевые слова: электромагнитное подвешивание, транспорт на магнитном подвесе, имитационная модель.

Keywords: electromagnetic suspension, simulation modeling, magnetic levitation.

Широкое развитие скоростных систем городского общественного транспорта приводит к повышению требований к качеству их работы, а также сокращению стоимости их жизненного цикла. В условиях интенсивного роста агломераций для снижения транспортной усталости пассажиров необходимо повышение эксплуатационной скорости, а также сокращение уровня шума и вибрации. Эти задачи могут быть решены с переходом от традиционных рельсовых системы городского транспорта к транспорту на магнитном подвесе. Важным преимуществом таких систем является сокращение числа подвижных деталей в ходовой части. Это позволяет снизить уровень шума, повысить надежность, а также снизить стоимость технического обслуживания подвижного состава.

В последние годы в мире происходит активное строительство внутригородских линия транспорта, использующих электромагнитное подвешивание [1]. Несмотря на большие затраты энергии на работу подвеса, эта технология обеспечивает меньшую строительную стоимость и простоту эксплуатации. К настоящему времени такие линии введены в коммерческую

эксплуатацию в Японии, Южной Корее и КНР.

Успешное создание поездов на электромагнитном подвесе стало возможным благодаря прогрессу в области силовой и управляющей электроники, достигнутому в последние десятилетия. Реализация эффективных систем управления подвесными электромагнитными и линейными тяговыми двигателями требует применения быстродействующих силовых полупроводниковых ключей, а также высокопроизводительных вычислительных систем на основе микроконтроллеров.

Проектирование систем электромагнитного подвешивания является одной из основных проблем при создании новых моделей транспорта. Оно требует решения как стандартных задач расчета электромагнитов, так и задачи разработки системы управления.

Для определения наиболее эффективных геометрических и электромагнитных характеристик системы подвеса, а также для разработки алгоритма управления необходимо применение математического моделирования подобных систем. Авторами в среде Simulink создана модель подвесного электромагнита и системы управления, на которой выполнено исследование характеристик системы подвешивания. Общий вид модели приведен на рис. 1. В качестве исходных данных для проектного расчета магнитной системы были использованы характеристики поезда Hyundai [2].

Разработанная модель состоит из нескольких подсистем, реализующих основные расчетные выражения, необходимые для описания электромагнитного подвеса [3]. В них вычисляются сила подвешивания F , магнитная проводимость зазора G_{δ} , намагничивающая сила θ при заданном магнитном потоке, магнитный поток Φ_{δ} , величина воздушного зазора δ и сила тока I .

Для подвешивания вагона необходимо развить электромагнитную силу F , зависящая от производной магнитной проводимости по величине воздушного зазора. Магнитная проводимость рассчитывается в зависимости от конструкции магнитопровода в блоке «G». Для системы магнитного подвеса был выбран П-образный магнитопровод по аналогии с используемым на поезде-прототипе [2].

Для определения магнитного потока и его регулирования, находится намагничивающая сила (блок «Theta»), проинтегрировав которую, можно получить магнитный поток. Чтобы определить напряженность магнитного поля магнитопровода (блок «Magnetic flux»), были использованы кривые намагничивания для электротехнической стали, зависящие от величины магнитной индукции. Обратная кривая намагничивания была реализована в Simulink методом

кусочно-линейной аппроксимации при помощи блока LookUp Table.

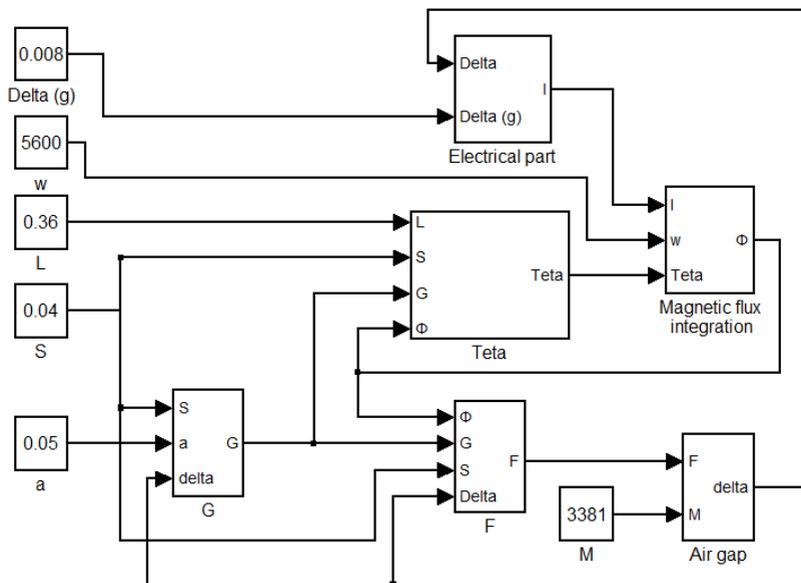


Рис. 1. Структура имитационной модели магнитного подвеса

Особенностью реализованной модели магнитного подвеса является использование обратной связи для определения магнитного потока. Значение магнитного потока, необходимое для уравнивания падения намагничивающей силы при заданном токе магнита, определяется при помощи интегрального регулятора.

В блоке «air gap» производится определение действительного значения воздушного зазора путем интегрирования уравнений движения. Особенностью подсистемы является реализация ограничений, соответствующих касанию ЭПС и рельса при достижении минимально либо максимально допустимых значений величины воздушного зазора.

Для определения тока подаваемого на катушку электромагнита, была смоделирована электрическая схема (блок «Electrical part»), управляющая электромагнитной силой подвеса. Подвесной электромагнит с добавочным сопротивлением представлен в виде RL-цепи. Для управления током электромагнита применен понижающий регулятор с широтно-импульсной модуляцией. Коэффициент заполнения регулятора тока определяется ПИД-регулятором, обеспечивающим постоянство воздушного зазора. Измеренная

в модели величина тока в цепи электромагнита используется для расчета силы его притяжения. Несущая частота широтно-импульсной модуляции в модели принята равной 1 кГц, что близко к частоте современных близких по мощности силовых преобразователей.

Предложенная модель системы магнитного подвеса реализована в Simulink. Поверочный расчет, выполненный на модели, подтвердил правильность определения основных параметров магнита при проектном расчете. Средний ток катушки составил 25,1 А, а средняя мощность 8,2 кВт. Таким образом, достигнутая удельная мощность подвеса составляет 2,43 кВт/т. Превышение удельной мощности по сравнению с результатами проектного расчета можно объяснить, принимая во внимание потери в стальном сердечнике и вытянутую его форму.

Полученные значения могут быть использованы при определении основных технических характеристик перспективной транспортной системы, а также накопителя, обеспечивающего выравнивание нагрузки на тяговую сеть и поддержание системы в подвешенном состоянии в аварийных ситуациях по методике [4].

При помощи разработанной модели подобраны параметры ПИД-регулятора, обеспечивающего постоянство воздушного зазора. Особенностью реализованной модели является использование обратной связи для определения величины магнитного потока. Дальнейшими задачами проектирования, решение которых требует использования разработанной модели, являются повышение точности управления для реализации движения транспортного средства на высоких скоростях, а также оптимизация параметров системы с целью снижения удельного расхода энергии и стоимости электромагнита.

Список литературы

1. *Cassat A. MAGLEV – Worldwide Status and Technical Review / A. Cassat, V. Bourquin // Electro technique de Future.– Belfort, 14-15 Dec 2011.*
2. *Shin B.C. Progress of Urban Maglev Program in Korea / B. C. Shin et al. // Proc. of 9th World Congress on Railway Research, May 2011.*
3. *Сахаров, П.В. Проектирование электрических аппаратов / П.В. Сахаров.– М.: Энергия, 1971.– 560 с.*
4. *Мятеж, А.В. Определение энергоёмкости бортового буферного конденсаторного накопителя энергии для городского электрического транспорта / А.В. Мятеж, М.В. Ярославцев // Транспорт Российской Федерации.– 2013.– № 4 (47).– С. 62-65.*

Материал поступил в редколлегию 01.10.19.

**СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ
НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ»**

**MODELING AND IDENTIFICATION OF NONLINEAR
DYNAMIC SYSTEMS AND PROCESSES**

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e0282129866f1.00678073

УДК 681.5.011

Е.Э. Аверченкова, А.Н. Горбунов

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

E. E. Averchenkova, A. N. Gorbunov (Bryansk, Bryansk state technical University)

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
РЕГИОНАЛЬНОЙ СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ**

**MATHEMATICAL MODEL OF REGIONAL
SOCIO-ECONOMIC SYSTEM CONTROL SYSTEM**

Предложен аппарат теории управления для описания системы управления региональной социально-экономической системой. Для описания разработанной системы управления был использован теоретико-множественный подход, также были рассмотрены особенности динамических процессов систему управления.

The apparatus of control theory is proposed to describe the management system of the regional socio-economic system. For the description of the developed control system the set-theoretic approach was used, also features of dynamic processes of control system were considered.

Ключевые слова: региональная социально-экономическая система, динамические характеристики системы управления, теория управления.

Keywords: regional socio-economic system, dynamic characteristics of the control system, control theory.

Введение

Систематическое изложение структуры теории управления социально-экономическими системами было дано в работах отечественных ученых Института проблем управления РАН им. Трапезникова В.А. [1-5]. Обзор работ в области формализации процессов управления системой управления региональной социально-экономической системой (СУ РСЭС) выявил определенные резервы в развитии этого направления. Так, регионы РФ, интерпретируемые в терминах и понятиях теории управления, как социально-экономические системы являются объектом государственного регулирования [6]. Определим, что особенностью данного исследования является применение в разработанной СУ РСЭС современных инструментов государственного воздействия на регионы и страну в целом -Национальных проектов. При такой постановке определяются условия эффективного развития региона РФ по достижению целевых показателей, заданных

комплексом Национальных проектов, а также предполагаемые управляющие воздействия по достижению желаемого состояния региональной социально-экономической системы.

Таким образом, цель данной работы может быть определена как применение принципов и понятий теории управления для описания региональной социально-экономической системы как со структурной, так и математической точки зрения.

Структурно-функциональная модель СУ РСЭС

Визуальное представление системы управления РСЭС представлено на рис.1. Рассмотрим структуру и функциональные компоненты СУ РСЭС в контексте работ [7,8].

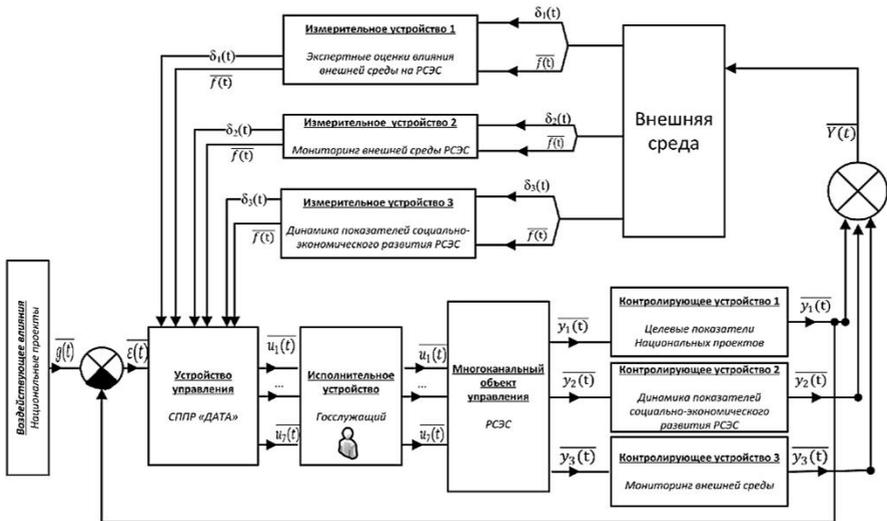


Рис.1. Система управления региональной социально-экономической системой

В общем виде модель СУ РСЭС может быть описана на основе теоретико-множественного подхода кортежем (1):

$$СУ_{РСЭС} = \langle K, G, U, Y, F \rangle, \quad (1)$$

где K -множество компонентов СУ РСЭС.

Компоненты СУ РСЭС можно описать также в виде множества (2):

$$K = \{OU, UU, IU, \{KU_\sigma | \sigma = 1,2,3\}, \{IU_\vartheta | \vartheta = 1,2,3\}\}, \quad (2)$$

где OU – объект управления (РСЭС), UU – управляющее устройство (СППР «ДАТА»), IU – исполнительное устройство (абстрактный госслужащий), KU_σ ($\sigma = 1,2,3$) - три измерительных устройства, IU_ϑ ($\vartheta = 1,2,3$) - три контролирующих устройства.

С функциональной точки зрения, в данной модели использован комбинированный принцип управления, учитывающий контур отрицательной обратной связи и цепи компенсации погрешностей и возмущений внешней среды.

Задающее воздействие $\overline{g(t)}$ в разработанной СУ РСЭС представлено целевыми установками Национальных проектов РФ. Задающее воздействие $\overline{g(t)}$ поступает на управляющее устройство (СППР «ДАТА») и через систему обратной отрицательной связи корректируется ошибкой $\overline{\varepsilon(t)}$.

Внешняя среда порождает внешние возмущающие воздействия различной природы. Основные возмущения $\overline{f(t)}$ учитываются (компенсируются) управляющим устройством системы, представленным СППР «ДАТА». Информация (сигнал), поступающая от внешней среды на объект управления, перенаправляется на измерительные устройства №1, 2 и 3.

Управляющее устройство формирует управляющее воздействие $\overline{u(t)}$ на объект управления, РСЭС, и представлено системой поддержки принятия решений «ДАТА» (СППР «ДАТА»). Программный комплекс позволяет госслужащему, выполняющему в разработанной системе роль исполнительного устройства и не владеющему навыками моделирования и программирования, оперативно проводить оценку влияния внешней среды на РСЭС и принимать соответствующие управленческие решения.

Особенности функционирования СППР «ДАТА», а также алгоритмы ее работы были ранее описаны в работах авторов [8]. Управляющее устройство обрабатывает полученную с помощью измерительных устройств 1, 2 и 3 текущую информацию о внешней среде. Исполнительное устройство в разработанной СУ РСЭС представлено абстрактным государственным служащим – руководителем низового и среднего звена – который на практике является пользователем СППР «ДАТА», обращается к ней в процессе принятия управленческих решений для формирования управляющих воздействий $\overline{u(t)}$. Векторы выходных координат $\overline{y_{\varphi}(t)}$ суммируются и в виде единого вектора $\overline{Y(t)}$ оказывают влияние на внешнюю среду: так проявляется дуалистичная природа РСЭС одновременного как объекта, так и субъекта управления.

Динамические характеристики СУ РСЭС

Для математического описания динамических характеристик системы управления РСЭС предлагается следующая система (3):

$$\left\{ \begin{array}{l} u(t) = (u_1(t), \dots, u_m(t), \delta_1(t)) \\ y(t) = (y_1(t), \dots, y_n(t), \delta_2(t)) \\ S(t) = \|S_{mn}(t)\|_{m=1, n=1}^{7 \times 16} \\ F = \|F_{ijk}\|_{i=1, j=1, k=1}^{9 \times 21} \\ f(t) = \|f_{ijk}(t)\|_{i=1, j=1, k=1}^{9 \times 21} \\ \text{ЛП}_{f_{ijk}}(t_z) = \langle \lambda_{ijk}, P_{ijk}, X_{ijk}, J_{ijk}, V_{ijk}, t_z \rangle \\ \varepsilon(t) = (\varepsilon_1(t), \dots, \varepsilon_k(t)) \\ \text{ЛП}_{\delta_{\omega}(t_z)} = \langle \lambda_{\omega}, P_{\omega}, X_{\omega}, J_{\omega}, V_{\omega}, t_z \rangle \\ g(t) = (g_1(t), \dots, g_{13}(t)) \end{array} \right. , \quad (3)$$

где $u(t)$ – вектор управляющего воздействия, $\delta_1(t)$ – помехи (шумы), имеющие статистический характер, изменяют $u(t)$ в допустимых пределах; $y(t)$ – вектор выходных координат объекта управления; $\delta_2(t)$ – помехи (шумы), имеющие статистический характер, изменяют $y(t)$ в допустимых пределах; $X(t)$ – матрица состояний объекта управления, элементами которой являются S_{mn} – составляющие РСЭС, или $S = \{\{S_{mn}: m, n \in N, 1 \leq m \leq 7\}, O\}$, где S_{mn} – n -ая составляющая m -ой группы РСЭС; N – множество натуральных чисел; O – набор взаимосвязей, определяющий взаимное влияние S_{mn} друг на друга; $F(t)$ – матрица возмущающих воздействий внешней среды, элементами которой являются F – факторы влияния внешней среды, или $F = \{F_{ijk}: i, j, k \in N, 1 \leq i \leq 5, V\}$, i – группы факторов внешней среды 1-го порядка ($i=1\dots5$); j – группы факторов внешней среды 2-го порядка; k – группы факторов внешней среды 3-го порядка; F_{ijk} – k -й фактор j -й подгруппы i -й группы факторов внешней среды; V – взаимосвязь факторов внешней среды F_{ijk} между собой; $\mathcal{E}(t)$ – ошибка (рассогласование) в траектории выходного вектора $\overline{y(t)}$ от вектора задающего воздействия $\overline{g(t)}$, представленного Национальными проектами РФ.

Выводы

Применение теории управления для описания динамической природы РСЭС позволяет показать причинно-следственный характер явлений управленческого воздействия и формирования выходных координат. Предложенные зависимости являются основой для последующего формирования моделей объекта управления, внешней среды СУ РСЭС, описывающей воздействующий характер Национальных проектов РФ на субъект РФ типа область.

Список литературы

1. Бурков, В.Н. Введение в теорию управления организационными системами / В.Н. Бурков, Н.А. Коргин, Д.А. Новиков; под ред. чл.-корр. РАН Д.А. Новикова. – М.: Либроком, 2009. – 264 с.
2. Новиков, Д.А. Теория управления организационными системами / Д.А. Новиков. – М.: Физматлит, 2007. – 584 с.
3. Новиков, Д.А. Введение в теорию управления образовательными системами / Д.А. Новиков. – М.: Эгвес, 2009.
4. Воронин, А.А. Математические модели организаций/ А.А. Воронин, М.В. Губко., С.П. Мишин, Д.А. Новиков. – М.: Ленанд, 2008. – 360 с.
5. Бурков, В.Н. Большие системы: моделирование организационных механизмов/ В.Н. Бурков, Б. Данев, А.К. Еналеев [и др.]. – М.: Наука, 1989.
6. Татаркин, А.И. Институты саморазвития региональных социальноэкономических систем // Институты современной экономики.– СПб: Алетей , 2015. – Т4. – С. 87-160.
7. Аверченкова, Е.Э. Модель региональной социально-экономической системы, функционирующей в условиях малопрогнозируемой внешней среды для информационной советующей системы (на примере Брянской области) / Е.Э. Аверченкова, А.В. Аверченков, В.К. Черкасов, Д.В. Аксененко // Вестник БГТУ. – 2015. –1 (45). – 73-79.
8. Аверченкова, Е.Э. Применение системы поддержки принятия решений «ДАТА» в процессе управления на региональном уровне/ Е.Э. Аверченкова, Е.А. Леонов, А.В. Аверченков // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. – 2019. –№ 3. – С. 7–16.

Материал поступил в редколлегию 20.10.19.

Ф.А. Венедиктов, Н.В. Коряковская
(г. Архангельск, Северный (Арктический) федеральный университет
им. М.В. Ломоносова)

F. Venediktov, N.V. Koryakovskaya (Arkhangelsk, Northern (Arctic) Federal University
named after M.V. Lomonosov)

ОЦЕНКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ В АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ РАСХОДА ПАРА

ASSESSMENT OF TRANSFER FUNCTION MODELLING IN AN ADAPTIVE STEAM FLOW CONTROL SYSTEM

В статье показан расчёт передаточной функции для адаптивной системы регулирования расхода пара по характеристике аperiodического звена 1-го и 2-го порядка с использованием экспериментальных данных. В качестве оценки результата моделирования использовалась ошибка аппроксимации в опорных точках. Определены показатели качества работы системы регулирования по построенным моделям. Сформулированы выводы об использовании моделей в корректирующих алгоритмах.

The article shows the transfer function calculation for an adaptive steam flow control system with the use of 1st and 2nd order aperiodic link model and experimental data. The approximation error at the control points was used for evaluating the results of modelling. The indicators of the regulation system quality with constructed models are obtained. The conclusions of using such models in corrective algorithms are formulated.

Ключевые слова: регулирование расхода, адаптивное регулирование, передаточная функция, ошибка аппроксимации.

Keywords: flow regulation, adaptive regulation, transfer function, approximation error.

При эксплуатации нестационарных объектов управления со временем возникает изменение параметров системы, которое негативно влияет на качество автоматического регулирования. В целях компенсации нежелательных отклонений параметров обычно изменяют настройки регулятора [1]. Подстройка параметров регулятора осуществляется динамически с помощью программных алгоритмов корректировки математической модели объекта в виде передаточной функции. Корректировка заключается в снятии переходного процесса после подачи диагностического импульса в систему регулирования [2]. По полученному переходному процессу выполняется реконструкция передаточной функции, для которой будут подобраны новые оптимальные настройки регулятора. Точность построения определяет результат корректировки и зависит от метода расчета и типа объекта управления.

Цель данной работы – показать влияние метода расчета передаточной функции на качество процесса автоматического регулирования расхода, используя характеристики типовых динамических звеньев.

Рассмотрим систему регулирования массового расхода пара. Расходомер переменного перепада давления, состоящий из диафрагмы (FE) и дифференциального манометра (FT), измеряет объемный расход. Температура определяется терморезистором (TE) и нормирующим преобразователем (TY). Аналоговые сигналы приборов поступают на каналы модуля ввода (TI и FIR). Контроллер рассчитывает массовый расход пара по сигналам и управляет расходом через модуль вывода (FC) и регулирующей вентиль (BP). После закрытия BP на 20 % массовый расход начал уменьшаться и принял новое установившееся значение. Функциональная схема системы управления расходом, а также переходный процесс представлены на рисунке 1.

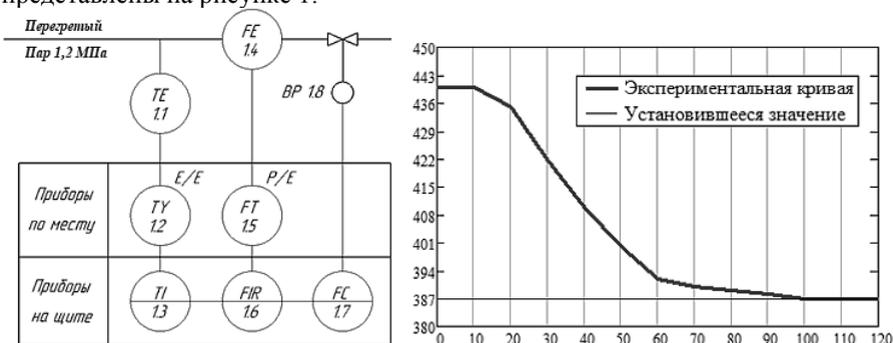


Рис. 1. Функциональная схема системы и диагностический переходный процесс

Снижение расхода происходит с запаздыванием и задержкой в скорости снижения вначале, так как объект управления обладает емкостными свойствами, поэтому для моделирования переходного процесса будем использовать характеристику аperiодического звена [3]. Проведем моделирование системы по типу звена первого (I) и второго (II) порядка с одинаковыми постоянными времени согласно формуле (1):

$$W_I = \frac{ke^{-\tau_I s}}{T_I s + 1}, \quad W_{II} = \frac{ke^{-\tau_{II} s}}{(T_{II} s + 1)^2}. \quad (1)$$

Определим коэффициент передачи объекта по формуле (2):

$$k = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{387 - 440}{20} = -2,65 \text{ кг}/(\text{мин} \cdot \%). \quad (2)$$

Для определения времени запаздывания и постоянной времени объекта применяется метод аппроксимации, сопровождающийся длительным расчетом опорных точек на экспериментальной кривой [4]. В целях

сокращения расчетов опустим расчет точек и запишем результирующие формулы для определения каждого параметра передаточной функции.

Время запаздывания определим по формулам (3), (4):

$$\tau_I = \tau + 0,5(3(t_3 - t_0 - \tau) - (t_7 - t_0 - \tau)), \quad (3)$$

$$\tau_{II} = \tau + (3(t_4 - t_0 - \tau) - (t_7 - t_0 - \tau)), \quad (4)$$

где τ – время запаздывания на экспериментальной кривой, $\tau = 10$ с;
 t_i – координата времени для опорной точки i , с.

Постоянную времени определим по формулам (5), (6):

$$T_I = 3((t_8 - t_0) - (t_3 - t_0)), \quad (5)$$

$$T_{II} = 0,3((t_{20} - t_0) - (t_4 - t_0)). \quad (6)$$

Подставим полученные значения в формулу (1) согласно формуле (7):

$$W_I = \frac{-2,65e^{-19,8s}}{26,7s + 1}, \quad W_{II} = \frac{-2,65e^{-14,6s}}{(14,5s + 1)^2}. \quad (7)$$

Представим результаты моделирования переходного процесса по полученным опорным точкам и передаточным функциям совместно с реальной экспериментальной кривой согласно рисунку 2.

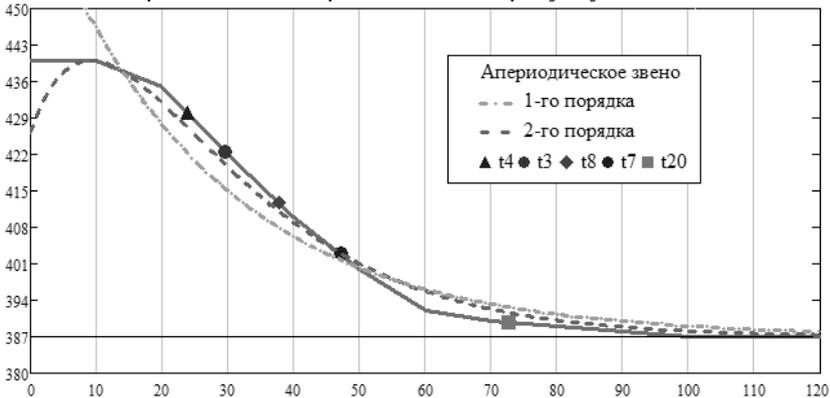


Рис. 2. Моделирование переходных процессов по передаточным функциям

Определим среднее отклонение расхода от реального значения в точках, определяющих параметры передаточных функций, как характеристику качества построения j -ой модели по формуле (8):

$$\sigma_j = \frac{100}{n} \sum_{i=0}^n \left| \frac{y_i - y'_i}{\square y} \right| \%, \quad (8)$$

где y_i – расход в точке i на экспериментальной кривой, кг/мин;
 y'_i – расход в координате точки i на моделируемой кривой, кг/мин.

Среднее отклонение для моделей $\sigma_I = 8,1$ % и $\sigma_{II} = 3,1$ % соответственно. Выполним моделирование переходного процесса непрерывной системы

автоматического регулирования (САР) с программным ПИ-регулятором. Настройки выбраны по минимуму интегральной квадратической оценки для модели с наименьшим средним отклонением в опорных точках. Переходный процесс с использованием построенных моделей показан на рисунке 3.

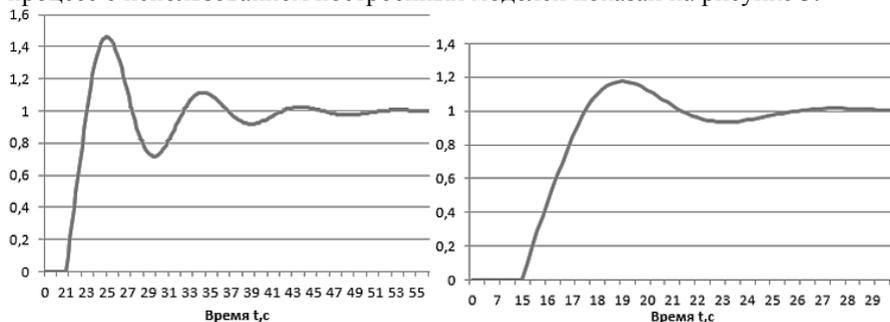


Рис. 3. Переходный процесс САР с ПИ-регулятором для полученных моделей

В таблице 1 записаны прямые оценки качества работы непрерывной САР согласно полученным характеристикам.

Таблица 1 – Показатели качества работы непрерывной САР с ПИ-регулятором

Показатель качества работы САР	Модель аperiodического звена	
	1-го порядка	2-го порядка
Перерегулирование σ , %	42,6	17,5
Степень затухания Ψ	0,79	0,91
Время регулирования, сек.	41,2	23,6

Выводы:

1. При моделировании передаточной функции в адаптивных САР возникает ошибка аппроксимации измеряемой величины (рис.2).
2. При выборе модели с большей ошибкой аппроксимации снижается корректирующие свойства и показатели качества работы адаптивной САР.
3. Уменьшение ошибки в 2 раза привело к равному снижению времени регулирования и перерегулирования, что говорит о необходимости применения модели 2-го порядка для САР расхода на сужающем устройстве.

Список литературы

1. Скороспешкин, М. В. Адаптивная система автоматического регулирования / М. В. Скороспешкин, В. Н. Скороспешкин // Интернет-журнал: Науковедение. – 2014. – № 2 (21). – 141 с.
2. Скороспешкин, М. В. Адаптивная система регулирования температуры/ М. В. Скороспешкин, В. Н. Скороспешкин, В. С. Аврамчук // Проблемы информатики. – 2011. – № 4 (12). – С. 66-73.
3. Голубева, Н.В. Математическое моделирование систем и процессов: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2016. – 192 с.
4. Петров, А.В. Моделирование процессов и систем: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2015. – 288 с.

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

А.П. Корнеев, В.Н. Абабурко
(г. Могилев, Белорусско-Российский университет)
A.P. Korneev, V.N. Ababurko (Mogilev, Belarusian-Russian University)

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СИСТЕМАХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ С УЧЕТОМ ДИССИПАЦИИ

MODELING IN SYSTEMS WITH DISTRIBUTED PARAMETERS TAKING INTO ACCOUNT DISSIPATION

Представлен способ моделирования систем с распределенными параметрами с учетом диссипации. Для моделирования использован способ замены непосредственных вычислений резонансных частот интерполяцией значений. Разработаны модели в MATLAB в Simulink. Получены и проведено сравнение ЛАЧХ и временной характеристики, полученной в моделях без учета диссипации и с учетом диссипации при резонансной частоте.

A method for modeling systems with distributed parameters, taking into account dissipation, is presented. For the modeling, we used the method of replacing the direct calculations of resonant frequencies by interpolating the values. Models are developed in MATLAB in Simulink. LAFC was obtained and compared with the time characteristic obtained in models without dissipation and taking into account dissipation at a resonant frequency.

Ключевые слова: моделирование, системы с распределенными параметрами, резонанс, аппроксимация, гиперболическая тригонометрическая функции.

Keywords: modeling, systems with distributed parameters, resonance, approximation, hyperbolic trigonometric function.

Многочисленные объекты различных областей техники представляют собой системы с распределенными параметрами (СРП). К ним относятся длинные линии электропередач, трубопроводы для перекачки воды и нефти, объекты, включающие длинные стержни (как, например, в бурении — колонна труб, в глубинно-насосных установках — штанга, в подъемных механизмах — трос и канат) и т. д. Недостаточно точное математическое описание такого оборудования приводит к большим погрешностям при анализе и синтезе систем управления, к уменьшению точности их работы, а в наиболее неблагоприятных случаях — к потере устойчивости электропривода и возникновению незатухающих колебаний, а в наиболее неблагоприятных случаях к разрушению установки [1, 2].

Растущие требования к точности и быстродействию систем автоматизированного электропривода (АЭП) обуславливают необходимость более полного учёта всей совокупности свойств, в первую очередь, конечной

жёсткости её кинематических звеньев, что приводит к необходимости рассмотрения механической части электропривода как СРП [2].

Увеличение быстродействия современных машин при одновременном возрастании пространственных размеров, повышение требований к степени точности перемещений, появление принципиально новых конструкций определяет условия, при которых невозможно создание высококачественных систем управления машин и механизмов без учета их реальных механических свойств [1].

Для решения этой проблемы разработан способ аппроксимации СРП при разложении на произведения $(p^2 + \omega^2)$ [3]. При определении передаточной функции методом функциональных преобразований знаменатель передаточной функции дискретного преобразования получается в виде разложения по $p^2 + \omega_k^2$, ω_k – собственная частота, которое потом приводится к гиперболическим функциям.

Моделирование СРП в общем виде во временной области затруднительно, так как передаточная функция СРП содержат гиперболические функции, а существующие математические программы используют численный расчет. Эта проблема решается при аппроксимации передаточной функции любым известным способом. Но при работе постоянно меняются собственные резонансные частоты. Вследствие этого, необходимо постоянно рассчитывать не только резонансные частоты, но выполнять другие вспомогательные вычисления в зависимости от метода аппроксимации, например вычеты. Расчет на каждом шаге моделирования приведет к резкому увеличению мощности ПК при увеличении времени моделирования [4].

При такой аппроксимации не требуются дополнительные вспомогательные вычисления, что значительно упрощает и ускоряет процесс моделирования СРП. Для еще большего упрощения и ускорения процесс моделирования СРП использован способ замены непосредственных вычислений резонансных частот интерполяцией значений, рассчитанных в некоторых промежуточных точках. Метод интерполяции – сплайном. Данный метод является достаточно простым и точным для инженерных расчетов.

В связи с тем, что в электроприводе гашение механических колебаний объекта регулирования осуществляется в основном электрической частью системы, СРП можно рассматривать как звено без затухания. Для учета затухания колебаний в объекте с РП необходимо немного видоизменить вид функции $s(p^2 + \omega^2)$ на $(p^2 + \mu r \omega + \omega^2)$, однако определение коэффициентов затухания колебаний μ для каждой собственной частоты СРП затруднителен.

Математические модели механической части СРП получены в среде MATLAB/Simulink [5]. Результаты их аппроксимации и моделирования представлены ниже.

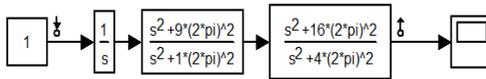


Рис.1. Модель аппроксимированной СРП в виде произведения $p^2 + \omega^2$ в среде MATLAB/Simulink для построения ЛАЧХ

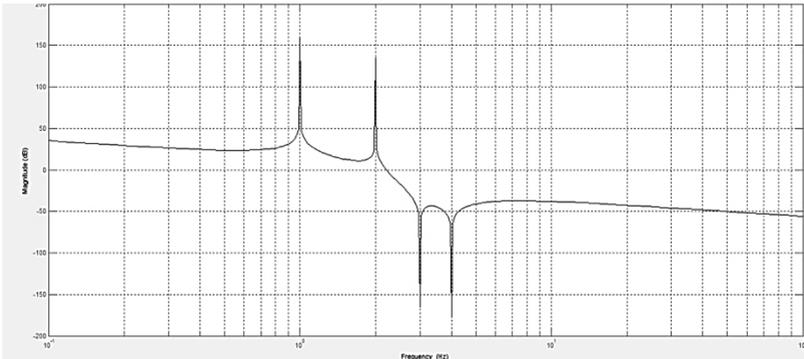


Рис.2. ЛАЧХ передаточной функции модели, представленной на рис.1

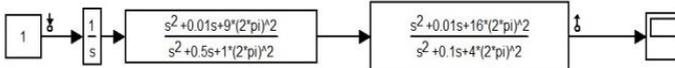


Рис.3. Модель аппроксимированной СРП в виде произведения $p^2 + \mu\omega + \omega^2$ в среде MATLAB/Simulink для построения ЛАЧХ

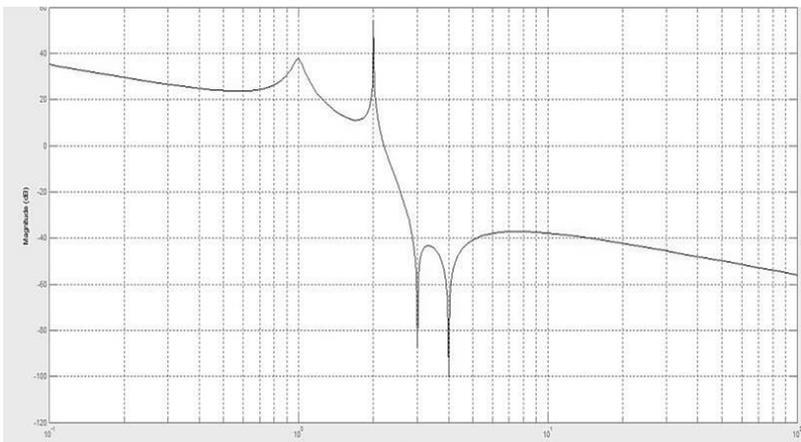


Рис.4. ЛАЧХ передаточной функции модели, представленной на рис.3

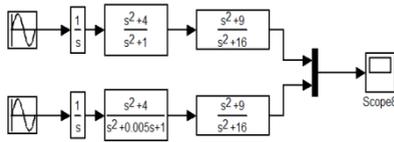


Рис.5. Модель без учета диссипации и с учетом диссипации для сравнения временных характеристик

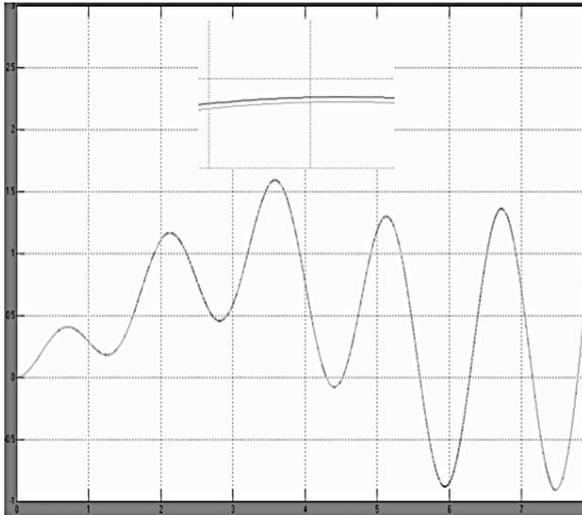


Рис.6. Временная характеристика, полученный в моделях без учета диссипации и с учетом диссипации при резонансной частоте

Список литературы

1. Киселев, Н.В. Электроприводы с распределенными параметрами/ Н.В. Киселев, В.Н. Мядель, Л.Н. Рассудов. – Л.: Судостроение, 1985. – 220 с.
2. Рассудов, Л.Н. Расчет электроприводов с распределенными параметрами с помощью цепных дробей / Л. Н. Рассудов, В. Н. Мядзель // Системы управления технологическими процессами: Кн.– Новочеркасск, 1981.– С. 108-116.
3. Корнеев, А.П. Новый способ аппроксимации механической части нестационарной электромеханической системы с распределенными параметрами // Наука настоящего и будущего: сб. материалов V науч.-практ. конф. с междунар. участием (Санкт-Петербург, 17-18 марта 2017 г.). – Санкт-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017. – С. 168–170.
4. Программа «Расчет распределения резонансных частот при различном положении и различной массе груза» зарегистрирован в Национальном центре интеллектуальной собственности Республики Беларусь / А.П. Корнеев, Г.С. Ленеvский; заявка С20150095 от 02.10.2015, свидетельство № 827.
5. Корнеев, А.П. Применение пакета MATLAB для исследования частотных характеристик в объектах с распределенными параметрами/ А.П. Корнеев, Г.С. Ленеvский // Вестник ГГТУ им. П.О. Сухого.– 2005.– №3.– С. 55-59.

Материал поступил в редколлегию 06.10.19.

Д.Г. Краснов, В.Г. Новосельский

(г. Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ)

D.G. Krasnov, V.G. Novoselsky (Kazan, KNRTU-KAI named after A.N. Tupolev)

ПОСТРОЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ВЕРТОЛЕТА

BUILDING A DYNAMIC MODEL OF A HELICOPTER POWER SUPPLY SYSTEM

Данная работа посвящена анализу возможности построения динамической модели системы электроснабжения вертолета в программе MATLAB SIMULINK.

This work is devoted to the analysis of the possibility of constructing a dynamical model of a helicopter power supply system in the MATLAB SIMULINK program.

Ключевые слова: вертолет, динамическая модель, система электроснабжения, MATLAB SIMULINK.

Keywords: helicopter, dynamic model, power supply system, MATLAB SIMULINK.

Система электроснабжения вертолета разделена на два борта и имеет похожую структуру, поэтому составление структурной схемы динамической модели (ССДМ) и её моделирование производится для правого борта. ССДМ системы электроснабжения (СЭС) легкого двухдвигательного многоцелевого вертолета приведена на рис. 1 [1].

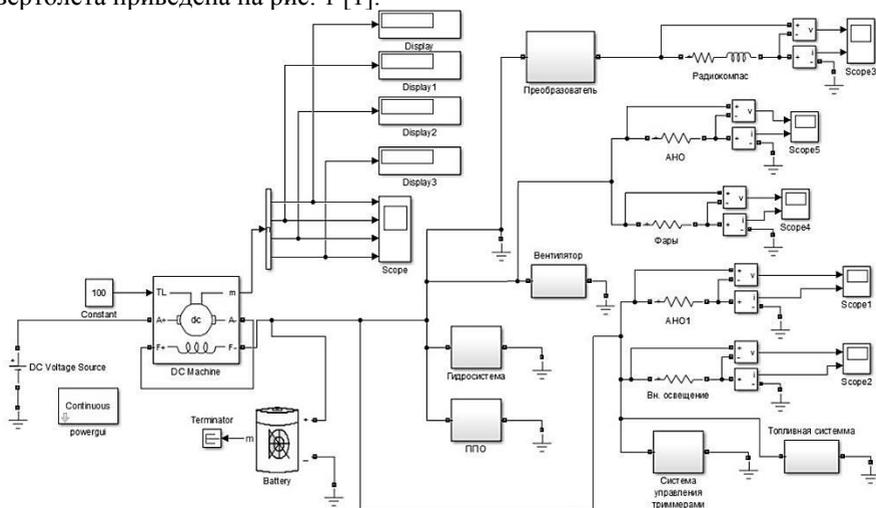


Рис. 1. ССДМ СЭС двухдвигательного легкого вертолета

Построение ССДМ СЭС в системе Simulink осуществляется следующим образом. В качестве источника питания выбирается блок DC Machine в библиотеке блоков Machines библиотеки Simscape [2].

Порты модели A+ и A- являются выводами обмотки якоря машины, а порты F+ и F- представляют собой выводы обмотки возбуждения. Порт TL предназначен для подачи момента сопротивления движению. На выходном потоке m формируется векторный сигнал, состоящий из четырех элементов: скорости, тока якоря, тока возбуждения и электромагнитного момента машины.

В диалоговом окне блока DC Machine (рис. 2) задаются параметры обмотки возбуждения и обмотки якоря, которые берутся из паспортных данных стартер-генератора СТГ-3.

Звено аккумулятора находится в библиотеке блоков Extra sources и обозначается Battery. В поле диалогового окна блока вводятся значения характеристик аккумулятора (рис. 2).

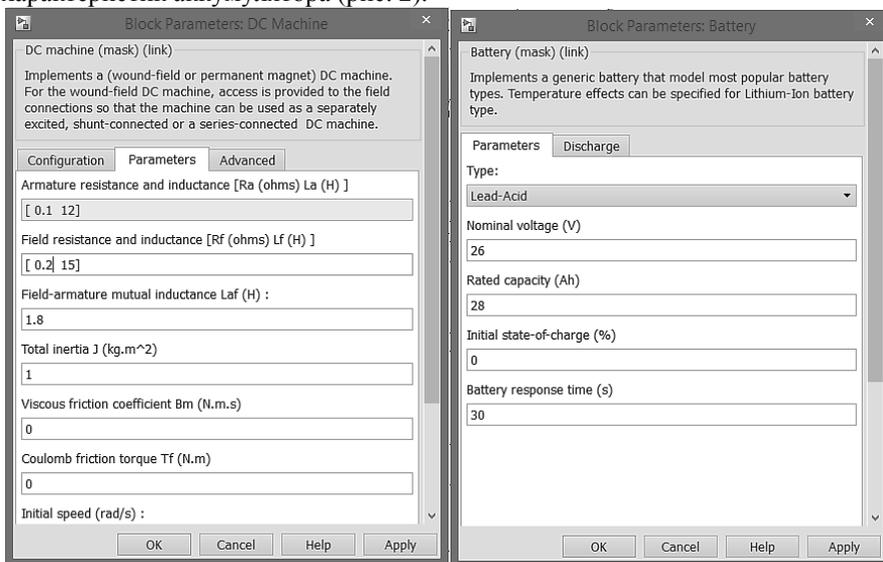


Рис. 2. Диалоговые окна блоков DC Machine и Battery

В строке Ntype выбирается Lead-Acid, т.к. аккумулятор 12-САМ-28 является кислотным. Остальные параметры (номинальное напряжение и ёмкость) заполняются в соответствии с паспортными данными.

Преобразователь ПО-250 представлен схемой на рис. 3, который реализован на двух полевых транзисторах с параллельно включенными обратными диодами. На затворы тиристоров подаются управляющие сигналы с периодом $T = 0,0025$ с, т.к. бортовая СЭС переменного тока летательного аппарата работает при частоте $f = 400$ Гц.

Системы вентиляции и топливный насос имеют в своем составе электроприводом, поэтому построены по схожей структуре (рис. 3).

Так как двигатели постоянного тока топливной системы и вентиляции имеют последовательное возбуждение, согласно паспортным данным, $R_{общ}$, которое задается в диалоговом окне DC Machine, будут равны 7,7 Ом и 1,78 Ом соответственно.

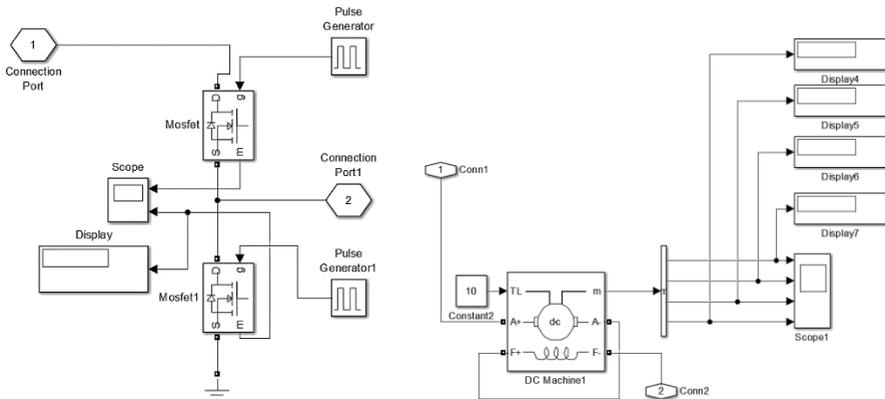


Рис. 3. Структурные схемы преобразователя ППО-250 (слева) и электроприводов (справа)

Такие системы как противопожарное оборудование (ППО), система управления триммерами, гидросистема, имеющие в своем составе электромагнитный переключатель, построены по аналогичной структуре, представленной на рис. 4.

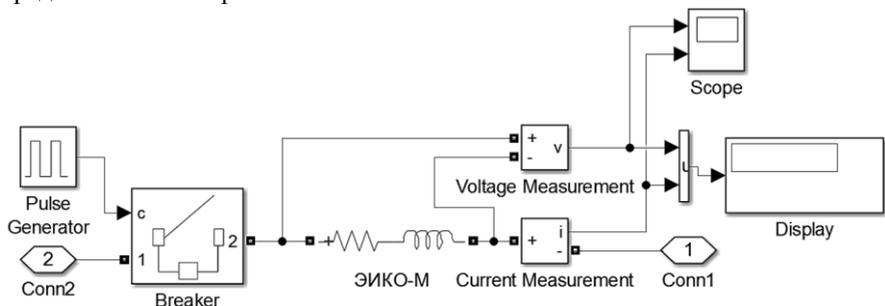


Рис. 4. Структурная схема систем управления триммерами, гидросистемы и ППО.

Полученные результаты по моделированию СЭС позволяют вести дальнейшую работу с целью её анализа и дальнейшей оптимизации её основных параметров.

Список литературы

1. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. Том 2 / С.А. Грузков, В.А. Морозов, В.И. Нагайцев – М.: Изд. МЭИ, 2008. – 552 с.;
2. Герман-Галкин, С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

**СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ, ФИЗИЧЕСКИХ И РАДИОСИСТЕМ
ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ, ПРОИЗВОДСТВЕ, НАУЧНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЯХ И В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ»**

**SIMULATION OF ELECTRONIC ELECTROTECHNICAL, PHYSICAL AND
RADIO SYSTEMS IN DESIGNING, PRODUCTION, SCIENTIFIC
RESEARCHES AND IN THE EDUCATIONAL PROCESS**

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028212d05fb6.93161302

УДК 621.314

М.А. Амелина, А.С. Амелин
(г. Смоленск, филиал НИУ «МЭИ» в г. Смоленске)
M.A. Amelina, A.S. Amelin
(Smolensk, Smolensk Branch of the National Research University
«Moscow Power Engineering Institute»)

**РАЗНОВИДНОСТИ ЦЕПЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ СЕТЕВОГО
ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ**

VARIANTS OF FEEDBACK AND CONTROL LOOPS OF AC-DC CONVERTERS

Рассмотрены основные варианты оптронных усилителей сигнала рассогласования, базирующиеся на ИМС параллельного стабилизатора TL431. Продемонстрированы способы их подключения к ИМС ШИМ-контроллера, подтвержденные результатами схемотехнического моделирования.

The main variants of optoelectronic error signal amplifiers based on the TL431 parallel stabilizer IC are considered. The methods of their connection to the PWM controller IC are demonstrated, confirmed by the results of circuit simulation.

Ключевые слова: отрицательная обратная связь, оптоэлектронная гальваническая развязка, усилитель сигнала рассогласования, ШИМ-контроллер.

Keywords: negative feedback, optoelectronic galvanic isolation, error signal amplifier, PWM-controller.

Одним из наиболее сложных блоков сетевого импульсного источника питания (СИИП) является схема гальванической развязки выхода (используемого напряжения питания) и входа, где имеется сравнительно высокое сетевое преобразуемое напряжение с управляемым силовым транзисторным ключом [1].

Импульсный преобразователь постоянного напряжения СИИП, имеющий в своем составе силовой многообмоточный магнитный элемент (трансформатор или дроссель-трансформатор в обратнoходовом преобразователе), для силовой части обеспечивает такую развязку автоматически.

Однако для схемы управления требуются дополнительные цепи, поскольку управление силовым ключом СИИП с помощью ШИМ-контроллера и драйвера происходит на входной высоковольтной стороне. При этом сигнал обратной связи в виде отклонения выходного напряжения от заданного (уставки), который фактически должен управлять относительной длительностью замкнутого состояния силового ключа, приходит с выходной низковольтной стороны. В этом случае обязательно необходима гальваническая развязка в составе тракта обратной связи.

В современных СИИП для этой цели часто используется усилитель с оптоэлектронной развязкой на основе оптрона (выходной каскад), управляемого параллельным стабилизатором (на микросхеме TL431 или ей подобной). Методика построения и расчета инвертирующего варианта такого усилителя (рис. 1, а) была приведена в [2].

Для реализации отдельных вариантов СИИП часто бывает необходим неинвертирующий усилитель с гальванической развязкой, когда управляющий сигнал снимается с эмиттера диодно-транзисторного оптрона (рис. 1, б). Как несложно догадаться, методика расчета его статического режима останется такой же [2], за исключением того, что в первом случае рассчитывается нагрузочный коллекторный резистор R_{pullup} усилителя с общим эмиттером, а во втором — нагрузочный резистор эмиттерного повторителя $R_{pulldown}$.

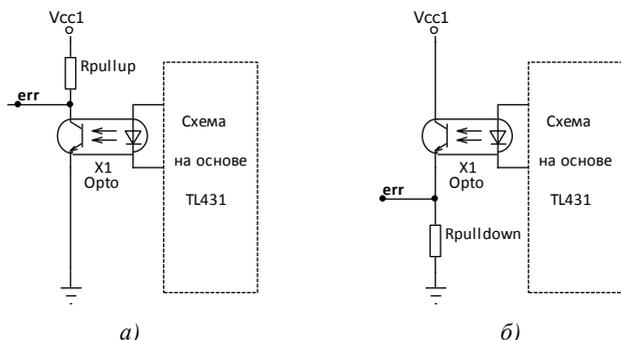


Рис. 1. Выходные каскады оптронного усилителя: а – инвертирующая схема с общим эмиттером; б – неинвертирующая схема с общим коллектором

Однако оптоэлектронный усилитель (при наличии цепей коррекции) формирует лишь скорректированный аналоговый сигнал рассогласования выходного напряжения на первичной высоковольтной стороне, а для силового ключа требуется дискретный ШИМ сигнал, способный к тому же управлять затвором (емкостная нагрузка) MOSFET-транзистора. Для этой цели по-прежнему на первичной стороне удобно использовать микросхемы промышленно выпускаемых ШИМ-контроллеров (например, UCC38C43 и др.), питаемых от дополнительной обмотки силового трансформатора.

Возникает вопрос как правильно подключить микросхему ШИМ-контроллера к оптоэлектронному усилителю для организации полноценного тракта отрицательной обратной (ООС) связи СИИП?

ШИМ-контроллер стандартно строится таким образом (рис. 2), что интегральная микросхема имеет внешние выводы выхода внутреннего усилителя ошибки (COMP) и его инвертирующего входа (FB) [3]. Так ШИМ-контроллер проектируется для того, чтобы можно было подключить к этим выводам корректирующие цепи, необходимые в каждом конкретном импульсном стабилизаторе. При использовании оптронного усилителя корректирующие цепи ставятся в цепи обратной связи TL431, поэтому заложенный производителем набор функций, выполняемых внутренним усилителем ошибки, в рассматриваемом случае СИИП уменьшается. Т.е. корректирующие звенья на основе ШИМ-контроллера не используются.

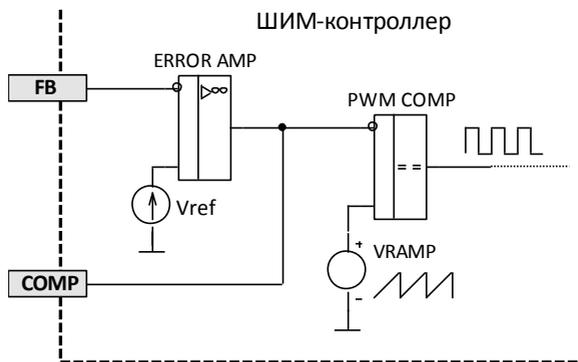


Рис. 2. Фрагмент функциональной схемы ИМС типового ШИМ-контроллера: блок усилителя рассогласования, управляющего ШИМ-компаратором

Внешние выводы FB и COMP можно использовать для подключения сигнала рассогласования с оптронного усилителя к ШИМ-компаратору ИМС контроллера. Оптоэлектронные усилители сигнала ошибки (рис. 1) проектируются и рассчитываются таким образом, чтобы его уровни насыщения выходного сигнала равнялись бы соответствующим уровням усилителя ошибки ШИМ-контроллера [2]. Когда на выходе усилителя ошибки контроллера присутствует напряжение насыщения верхнего уровня, усилитель имеет низкую нагрузочную способность (высокое выходное сопротивление). Это дает возможность подключить к нему непосредственно выход инвертирующего оптронного усилителя, организовав тем самым в СИИП гальванически развязанную ООС (рис. 3). Для обеспечения нахождения встроенного усилителя контроллера в режиме верхнего насыщения его инвертирующий вход (вывод FB) должен быть подключен к общему проводу первичной стороны (рис. 3).

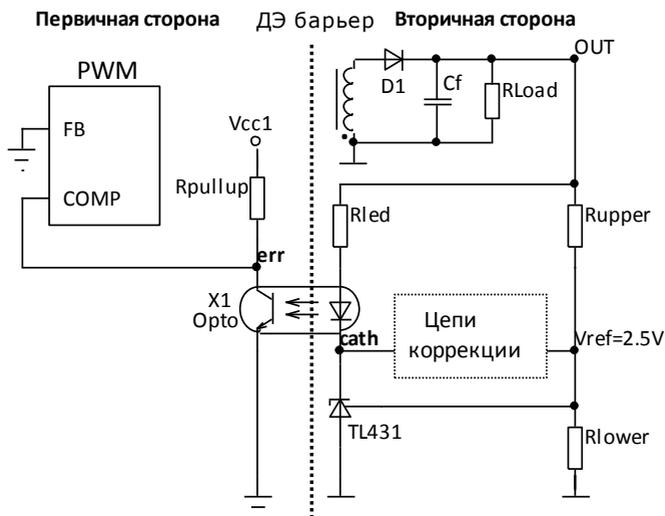


Рис.3. Подключение инвертирующего оптронного усилителя к ШИМ-контроллеру

Если в конкретном СИИП необходимо использовать неинвертирующий усилитель (рис. 1, б), то для организации ООС по выходному напряжению необходимо проинвертировать его выходной сигнал. В этом случае в качестве инвертирующего усилителя может быть использован тот же усилитель ошибки ИМС ШИМ-контроллера, дополненный внешними резистивными цепями. Внешние резисторы R1 и R2 (рис. 4) одинаковых номинальных значений сопротивлений превращают внутренний усилитель ошибки в инвертирующий повторитель.

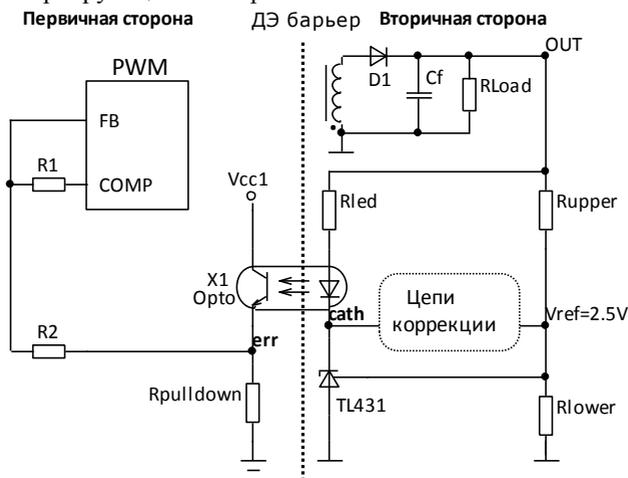


Рис. 4. Подключение неинвертирующего оптронного усилителя к ШИМ-контроллеру

Рассмотренные выше способы подключения инвертирующего и неинвертирующего оптронных усилителей к ШИМ-контроллеру проверялись с помощью моделирования в среде программы схемотехнического анализа. В качестве последней использовалась программа Micro-Cap 10-ой версии, имеющая в составе библиотек моделей электронных компонентов модели ШИМ-контроллеров (обобщенных GENERIC и конкретных, выпускаемых промышленностью), модели диодно-транзисторных оптронов и параллельного стабилизатора TL431.

Компьютерное моделирование в среде программы Micro-Cap 10 рассмотренных выше схем показало получение необходимого закона и диапазона регулирования относительной длительности импульсов управления силовыми ключами. При увеличении сигнала на входе оптронного усилителя (увеличении выходного напряжения) относительная длительность импульсов управления ключом уменьшалась, при уменьшении — длительность увеличивалась. Диапазон изменения коэффициента заполнения получался полным, т.е. от нуля до единицы.

Коэффициент передачи разомкнутого тракта ООС на малом сигнале в окрестности стационарного режима составил величину порядка 2500–6500. Данного значения параметра разомкнутой системы вполне достаточно для поддержания заданного выходного напряжения с высокой точностью в замкнутой системе стабилизации.

Синтез корректирующих цепей тракта ООС для режима управления СИИП Voltage Mode [1] продемонстрирован в [4], он подходит для обоих вариантов оптронного усилителя.

Список литературы

1. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование: Пер. с англ. – К.: «МК-Пресс», 2007. – 288 с.
2. Амелина, М.А. Особенности расчета параметров цепи обратной связи с оптоэлектронной гальванической развязкой / М.А. Амелина, С.А. Амелин // Энергетика, информатика, инновации – 2018 (микроэлектроника и оплотехника): сб. трудов VIII-ой между. науч.-техн. конф.: в 3 т. Т 2. – Смоленск «Универсум», 2018. – С. 13–19.
3. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.
4. Амелина, М.А. Использование схемотехнического моделирования для проверки методики синтеза корректирующих цепей импульсных стабилизаторов напряжения / М.А. Амелина, А.С. Амелин // 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. – С. 8–12.

Материал поступил в редколлегию 08.10.19.

С.А. Амелин, М.А. Амелина
(г. Смоленск, филиал НИУ «МЭИ» в г. Смоленске)
S.A. Amelin, M.A. Amelina
(Smolensk, Smolensk Branch of the National Research University
«Moscow Power Engineering Institute»)

СОЗДАНИЕ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТИ МОП-ТРАНЗИСТОРА

CREATING MOSFET NONLINEAR CAPACITANCE MODEL

Рассмотрены проблемы создания модели нелинейной емкости затвор-сток МОП-транзистора, предложена схема измерения этой емкости в области отрицательных напряжений сток-затвор, построена зависимость емкости затвор-сток от напряжения для транзистора IRF540N и предложена аппроксимирующая функция, которую можно использовать при создании модели МОП-транзистора.

The problems of model creating for nonlinear gate-drain capacitance of MOSFET are considered. A circuit is proposed for measuring this capacitance in the region of negative drain-gate voltages. The dependence of the gate-drain capacitance on voltage for the IRF540N transistor is constructed and an approximating function that can be used to create a model of a MOS-transistor is proposed.

Ключевые слова: МОП-транзистор, емкость затвор-сток, измерительный RLC-мост, экспоненциальная функция.

Keywords: MOSFET, gate-drain capacitance, measuring RLC bridge, exponential function.

Для моделирования коммутационных процессов в цепях импульсных источников электропитания, как правило, используются специализированные программы схемотехнического моделирования: *OrCAD*, *Micro-Cap*, *LTspice*, *Multisim*. Однако существующие модели современных короткоканальных МОП-транзисторов не всегда обеспечивают приемлемую точность моделирования. Это связано с тем, что при создании моделей для программ схемотехнического моделирования приходится идти на компромисс между точностью и приемлемым для практических применений временем расчета. Поэтому создание моделей МОП-транзисторов, повышающих точность моделирования без существенного увеличения времени расчета является актуальной задачей [1].

При анализе коммутационных процессов в цепях с короткоканальным МОП-транзистором на точность в наибольшей степени влияет нелинейный характер его паразитных емкостей [2], и в первую очередь — емкости затвор-сток C_{GD} (проходной емкости). Одна из существенных проблем

создания аппроксимирующих функций зависимости величины этой емкости от напряжения сток-затвор V_{DG} состоит в том, что фирмы-производители транзисторов не приводят график этой зависимости в справочных данных на свою продукцию. В области положительных значений V_{DG} для построения аппроксимирующих функций можно воспользоваться графиком зависимости проходной емкости C_{RSS} от напряжения сток исток V_{DS} , поскольку C_{RSS} это и есть C_{GD} , а при нулевом напряжении на затворе, при котором получен этот график, напряжение V_{DG} равно V_{DS} . Однако поведение этой емкости при напряжениях V_{DG} меньше 1 В неизвестно.

Таким образом, создание аппроксимирующей функции для емкости затвор-сток C_{GD} невозможно без получения дополнительных экспериментальных данных, т.е. графика зависимости емкости затвор-сток от напряжения на этой емкости в области отрицательных напряжений.

В свою очередь, получение этой экспериментальной зависимости затруднено, поскольку методика и схемы измерения проходной емкости (рис. 1), представленные в *Application Notes AN-957. Measuring HEXFET Characteristics*, распространяемой фирмой *International Rectifier* (ныне *Infineon*) и фактически ставшие стандартом измерения параметров МОП-транзистора, не предоставляют возможности измерения емкости при таких значениях напряжений.

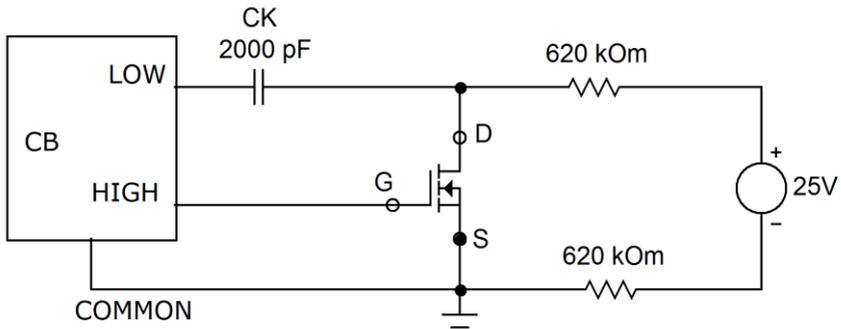


Рис. 1. Схема измерения проходной емкости C_{RSS} мостовым методом

В связи с этим необходима разработка новой схемы измерения. При этом источник смещения сток-исток не нужен (рис. 2), поскольку это напряжение при измерении емкости на рассматриваемом участке можно (и нужно) установить равным нулю. Однако непосредственное соединение стока и истока нарушит работу измерительного моста, поэтому сток и исток нужно соединить через индуктивность или сопротивление достаточно большой величины (сотни кОм).

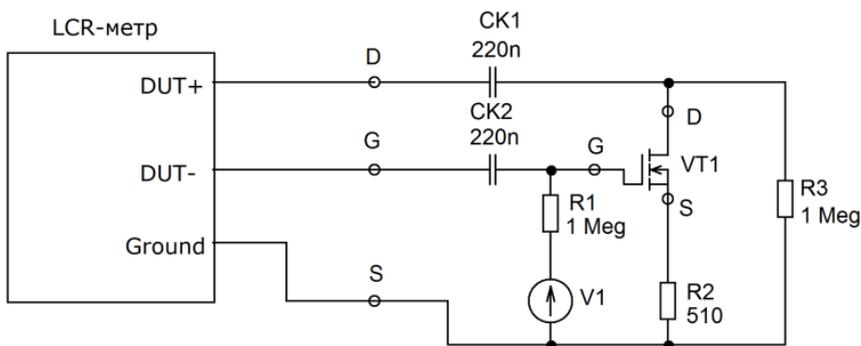


Рис. 2. Схема измерения проходной емкости при отрицательном напряжении сток–затвор

Кроме того, схему нужно дополнить источником напряжения, задающим положительный потенциал затвора. Чтобы измерительный мост не шунтировался малым сопротивлением канала при напряжениях затвор–сток выше порогового, в цепь истока включен резистор сопротивлением 510 Ом.

Для оценки возможности измерения проходной емкости по схеме рис. 2 необходимо провести схемотехническое моделирование, поскольку заранее неизвестно поведение измерительного моста в нестандартной схеме измерений. Для этого в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap была реализована эквивалентная схема измерительного моста и на его основе создана модель схемы измерения проходной емкости (рис. 3).

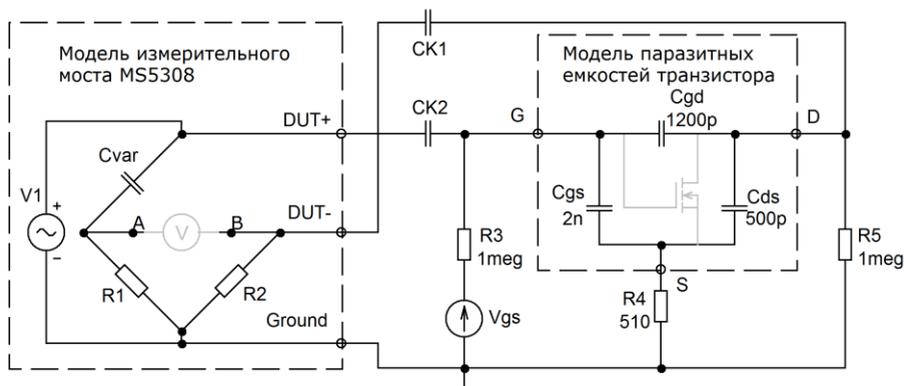


Рис. 3. Эквивалентная схема для моделирования измерения проходной емкости

Изменением емкости конденсатора C_{VAR} проводилась балансировка моста. Индикатором балансировки выступало минимальное значение напряжения между точками *A* и *B* (рис. 4).

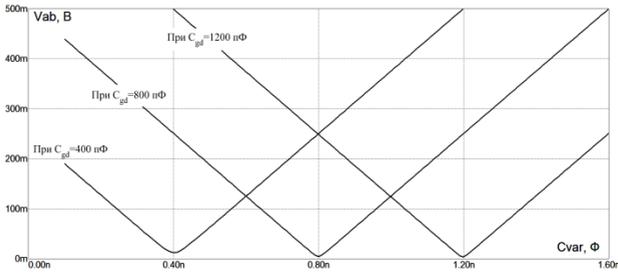


Рис.4. Зависимость амплитуды напряжения U_{AB} от емкости конденсатора C_{var}

На основе схемы рис. 3 была реализована схема измерений с использованием измерительного моста MS5308. Измерения проводились для МОП-транзистора IRF540N. Результаты измерений показали, что результат измерения проходной емкости при нулевом напряжении на затворе получился тот же, что и при измерении по схеме рис. 2, т.е. схемы эквивалентны. Затем с помощью предложенной схемы измерения были измерены значения проходной емкости при отрицательных напряжениях сток-затвор. Результаты измерений показали, что в диапазоне напряжений V_{DG} от 0 до $-3,5$ В зависимость емкости от напряжения является продолжением зависимости при положительных напряжениях V_{DG} и может описываться той же аппроксимирующей функцией. А при напряжении ниже -4 В наблюдается участок ограничения и значение емкости становится практически постоянным (рис. 5).

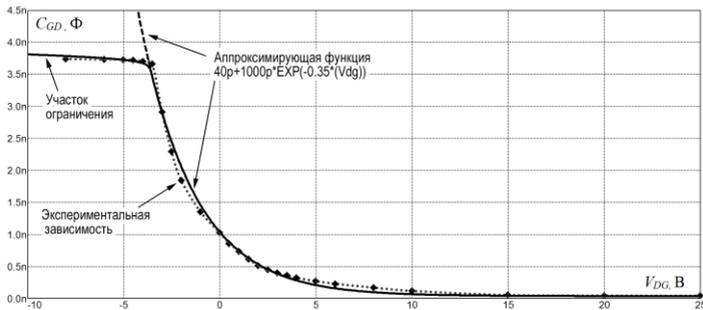


Рис. 5. Зависимость емкости затвор-сток C_{GD} от напряжения сток-затвор V_{DG}

Полученная экспериментальная зависимость хорошо аппроксимируется экспоненциальной функцией. В формате программы Micro-Cap функция будет иметь следующий вид: $40p+1000p*EXP(-0.35*(V(DG)))$.

Однако экспоненциальная функция не учитывает ограничение. При построении модели МОП-транзистора это ограничение можно учесть, введя в схему простейший диодный ограничитель с порогом ограничения -4 В, который будет ограничивать дальнейший рост напряжения $V(DG)$. Такая

модель нелинейной емкости обеспечивает высокую точность вычисления проходной емкости C_{DS} во всем диапазоне рабочих напряжений V_{DG} МОП-транзистора и может быть использована для создания его точных моделей.

Модель легко может быть реализована в виде подсхемы *Micro-Cap*, что в совокупности с простотой расчета параметров позволяет создавать библиотеки моделей МОП-транзисторов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 17-07-00148 А «Разработка оптимального алгоритма определения системы параметров полупроводниковых приборов на основе МОП-структур с целью формирования их математических SPICE-моделей».

Список литературы

1. Конюшенко, И. Основы устройства и применения силовых МОП-транзисторов (MOSFET) // Силовая электроника. – 2011. – № 2. – С. 10–14.

2. Амелин, С.А. Разновидности SPICE-моделей транзисторов с изолированным затвором/ С.А. Амелин, М.А. Амелина // Энергетика, информатика, инновации – 2017: сб. трудов VII-ой Межд. науч.-техн. конф.: в 3 т. Т. 2. – С. 15–20.

Материал поступил в редколлегию 08.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028212ecf399.80444208

УДК 621.314

С.А. Амелин, К.О. Киселев
(г. Смоленск, филиал НИУ «МЭИ» в г. Смоленске)
S.A. Amelin, K.O. Kiselev
(Smolensk, Smolensk Branch of the National Research University
«Moscow Power Engineering Institute»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПРОВОДОВ НА РАБОТУ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ

MODELING THE INFLUENCE OF PARASITIC RESISTANCE OF WIRES ON THE WORK OF A WIND POWER INSTALLATION

Рассмотрен способ повышения энергоэффективности ветроэнергетической установки, основанный на получении оптимальной входной ВАХ промежуточного DC-DC конвертора с использованием усовершенствованной модели ветрогенератора, учитывавшей сопротивление токоведущих проводников.

A method for increasing the energy efficiency of a wind power installation based on obtaining the optimal input I–V characteristic of an intermediate DC-DC converter using an improved model of a wind generator that takes into account the resistance of current-carrying conductors is considered.

Ключевые слова: точка максимальной мощности, внутреннее сопротивление генератора, сопротивление проводов, математическая

модель, входная вольт-амперная характеристика.

Keywords: maximum power point, internal generator resistance, wire resistance, mathematical model, input current-voltage characteristic.

Для исследования способов согласования ветрогенератора (ВГ) с нагрузкой и обеспечения его работы в точке максимальной мощности необходимо создать его математическую модель. Как было показано в [1, 2] простейшая модель ВГ может быть описана системой уравнений:

$$\overline{M(f, V)} = \begin{cases} C_{P_{\max}} - \frac{C_{P_{\max}}}{Z(Z_{\max} - Z_H)^2} (Z - Z_H)^2, & \text{при } Z > Z_H \\ C_{P_{\max}} \frac{Z}{Z_H^2} \left(-2 \frac{Z}{Z_H} + 3 \right), & \text{при } Z < Z_H \end{cases}$$

$M(f, V)$ это зависимость доступного на валу ВГ момента M от быстроходности работы ВГ. При этом быстроходность пропорциональна выходному напряжению ВГ и обратно пропорциональна скорости ветра, а момент на валу пропорционален доступному току. Пример выходной характеристики ВГ, полученной по представленной модели, приведен на рис. 1.

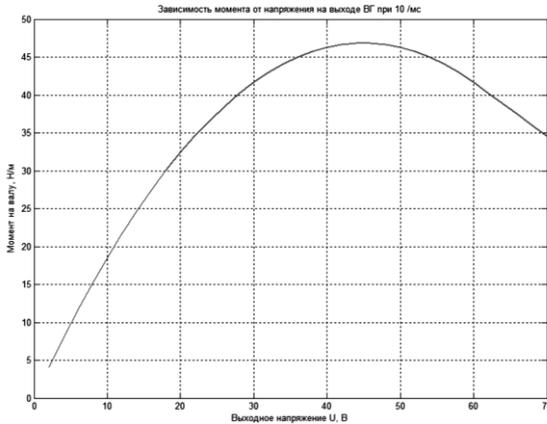


Рис. 1. Выходная характеристика ВГ

Однако эта модель не учитывает влияние внутреннего сопротивления проводников, соединяющих ВГ и аккумуляторную батарею (АКБ). Для токов ВГ порядка 20–40 А это сопротивление может оказывать существенное влияние на характеристики ВГ. При сечении проводников 6 мм² и работе с выпрямителем по схеме Ларионова при длине кабеля 40 м сопротивление проводов будет иметь величину порядка 0,25 Ом. Кроме того, необходимо еще учесть внутреннее сопротивление генератора ВГ и скользящего контакта на мачте ВГ. Теоретическая оценка величины этих сопротивлений

затруднена, поэтому при создании модели на первом этапе общее внутреннее сопротивление принято равным 1 Ом.

Как показало компьютерное моделирование, учет внутреннего сопротивления существенно сказывается на полученных характеристиках (рис. 2). Таким образом учет сопротивления проводов при создании математической модели ВГ является актуальной задачей.

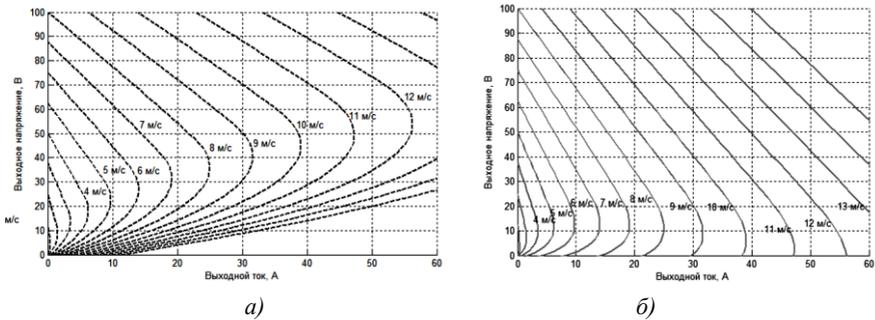


Рис.2. Выходные ВАХ при различных скоростях ветра:

а – без учета сопротивления проводов; б – с учётом сопротивления проводов

При использовании модели, учитывающей сопротивление проводников, общая форма выходной характеристики ВГ при этом сохраняется, но существенно меняются численные значения. Следовательно, для работы в точке максимальной мощности необходимо по-другому подстраивать входную ВАХ промежуточного преобразователя, который является нагрузкой для ВГ. Вид этой ВАХ можно получить, решив уравнение баланса мощностей:

$$P_g(U_L) = P_L(U_L) + P_w(U_L),$$

где $P_g(U_L)$ – выходная характеристика ветрогенератора, $P_L(U_L)$ – входная характеристика нагрузки, $P_w(U_L)$ – мощность потерь в проводах, U_L – напряжение на нагрузке.

Решением будет система уравнений:

$$\begin{cases} I_1(U) = -\frac{U}{R_w} \\ I_2(U) = \frac{1 + \sqrt{1 - 4a \cdot R_w \cdot U}}{2} - a \cdot R_w \cdot U \\ I_3(U) = \frac{1 - \sqrt{1 - 4a \cdot R_w \cdot U}}{2} - a \cdot R_w \cdot U \end{cases}$$

где R_w общее сопротивление подводящих проводников, Ом.

Зависимость $I_1(U)$ интереса не представляет, т.к. описывает ВАХ, когда генератор является потребителем. Зависимости $I_2(U)$ и $I_3(U)$ описывают интересующую ВАХ нагрузки, когда от ВГУ будет потребляться полная доступная мощность. Приняв $R_w=0,5$ Ом и $a=0,011$, получим один из вариантов ВАХ (рис. 3).

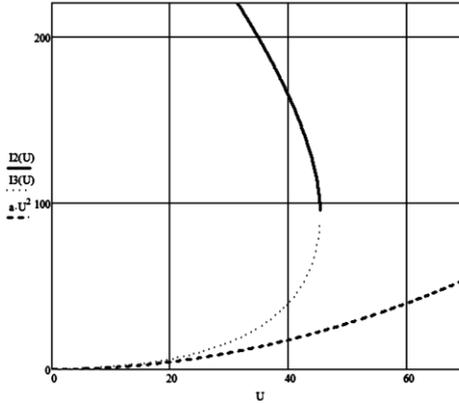


Рис. 3. Требуемая входная ВАХ нагрузки

Зависимость $I_2(U)$ хоть и является теоретически справедливой, но в реальных условиях начало работы на этом участке возможно лишь при чрезмерно высоких скоростях ветра и частотах вращения ВГУ, что по сути является аварийной ситуацией и на это время ВГ должен быть остановлен. Соответственно только кривая $I_3(U)$ является практически значимой зависимостью, которая обеспечит максимальное потребление мощности от ВГ с учетом потерь в проводах. Полученный результат хорошо совпадает с ранее экспериментально подобранной ВАХ нагрузки (рис. 4).

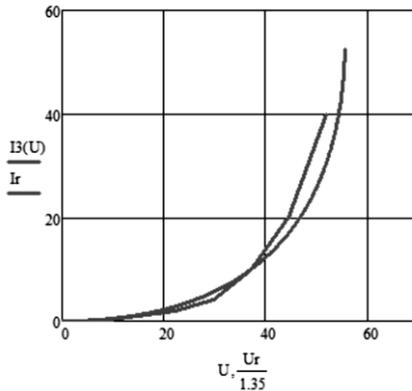


Рис.4. Теоретически рассчитанная и экспериментально подобранные входные ВАХ нагрузки

Таким образом, зависимость $I_3(U)$ дополняет упрощенную модель ветрогенератора, повышая её адекватность.

Эффективность ВГ можно оценивать по параметру K в формуле $P(V)=K \cdot V^3$ [2], т. к. этот параметр зависит только от геометрических параметров ВГ, которые не изменяются у ветрогенераторов с фиксированными лопастями. Т.е. сравнивая этот параметр для одного и того же генератора можно оценивать насколько полно потребляется энергия ветра. Используя аппроксимацию измеренных зависимостей $P(V)$ получим значения K .

Без использования корректировки ВАХ нагрузки (нагрузка — выпрямитель Ларионова, нагруженный на АКБ напряжением 48 В) получается $K=0,56$ (рис. 5, а). При применении в качестве нагрузки DC-DC преобразователя напряжения с полученной выше оптимальной ВАХ параметр K_K достигает значения 0,96 (рис. 5, б). Т.е. с использованием усовершенствованной модели ВГ удалось получить прирост эффективности на 71 %, что эквивалентно 71 % увеличению средней выработки электроэнергии.

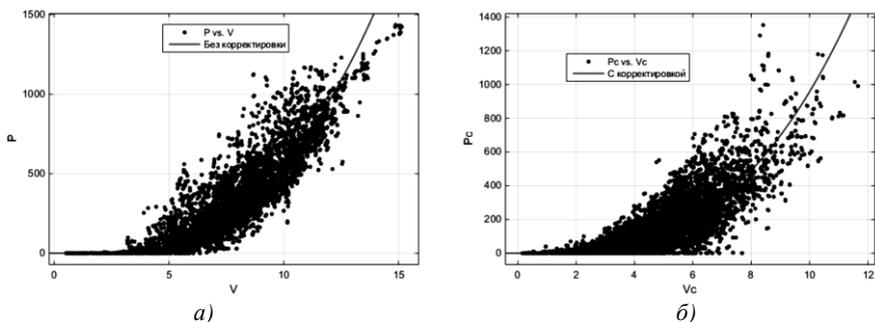


Рис. 5. Теоретические и экспериментальные зависимости $P(V)$:

а — без корректировки ВАХ нагрузки $K=0,56$; б — с корректором ВАХ нагрузки $K_K=0,96$

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-07-00304 А «Исследование методов повышения энергоэффективности устройств комбинированного электропитания автономных систем связи и радиолокации».

Список литературы

1. Киселев, К.О. Анализ выходной ВАХ и эффективности использования ветрогенератора/ К.О. Киселев, О.А. Фролков // Энергетика, информатика, инновации-2014: материалы 4-й междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов – СФ МЭИ, 2014. – С. 342.
2. Киселев, К.О. Анализ работы ветрогенератора на нагрузку с противо-ЭДС //Интеллектуальные энергосистемы: сб. материалов II междунар. молодежного форума. – ТПУ (ЭИ), 2014. – С. 127.

Материал поступил в редколлегию 08.10.19.

О.Е. Глухова, К.А. Саяпин, М.М. Слепченко
(г. Саратов, Саратовский государственный университет
им. Н.Г. Чернышевского)

O.E. Glukhova, K.A. Sayapin, M.M. Slepchenkov (Saratov, Saratov State University)

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА ОТКРЫТОГО ДОСТУПА QUCS В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ

APPLICATION OF THE QUCS OPEN ACCESS SOFTWARE PACKAGE
IN THE LEARNING PROCESS FOR MODELING MICROWAVE DEVICES

На примере микрополоскового направленного ответвителя показаны основные возможности программного пакета открытого доступа Qucs для схемотехнического моделирования микроволновых устройств в рамках учебного процесса студентов бакалавриата и магистратуры радиофизических направлений подготовки.

Using the example of a microstrip directional coupler, the main features of the Qucs open access software package for circuitry modeling of microwave devices as part of the educational process of undergraduate and graduate students and masters in radiophysical training are shown.

Ключевые слова: линии передачи, СВЧ-техника, САПП.

Keywords: transmission lines, microwave technology, CAD.

Повсеместное использование программных пакетов инженерных расчетов при проектировании СВЧ-устройств вызывает необходимость внедрения в план обучения студентов радиофизических направлений подготовки программ схемотехнического и электродинамического моделирования. Электродинамическое моделирование, к достоинствам которого относится наглядность протекающих физических процессов в исследуемых электронных устройствах, может занимать значительное время выполнения и его результаты не всегда правильно интерпретируются обучающимися при их недостаточной теоретической подготовке. Схемотехническое моделирование способствует лучшему усвоению лекционного материала и создает необходимую теоретическую базу для дальнейшего изучения более сложных методов моделирования.

Наиболее распространенными в инженерной практике являются пакеты схемотехнического моделирования AWR Design Environment [1] и Keysight ADS [2], имеющие также модули 2,5D-электродинамической симуляции на основе метода моментов. Отсутствие русификации, сложность структуры, а также проприетарная лицензия, затрудняющая использование перечисленного ПО для самостоятельной работы, осложняют освоение студентами этих программных пакетов. В этой связи требуется ПО

схемотехнического моделирования со свободной лицензией, в состав которого входят основные типы линий передачи и имеется возможность моделирования S-параметров. Программный пакет Qucs [3] удовлетворяет перечисленным требованиям и по своему интерфейсу близок к профессиональному пакету Keysight ADS, в связи с чем является наиболее оптимальным для использования в учебном процессе. Благодаря наличию в нем базовых схемотехнических модулей возможно моделирование основных функциональных устройств СВЧ: ступенчатых трансформаторов сопротивлений, различных типов фильтров, направленных ответвителей на основе связанных линий передачи, шлейфных направленных ответвителей [4].

В качестве примера рассмотрим особенности процесса моделирования микрополоскового трехступенчатого несимметричного направленного ответвителя на базе связанных линий (рис. 1).

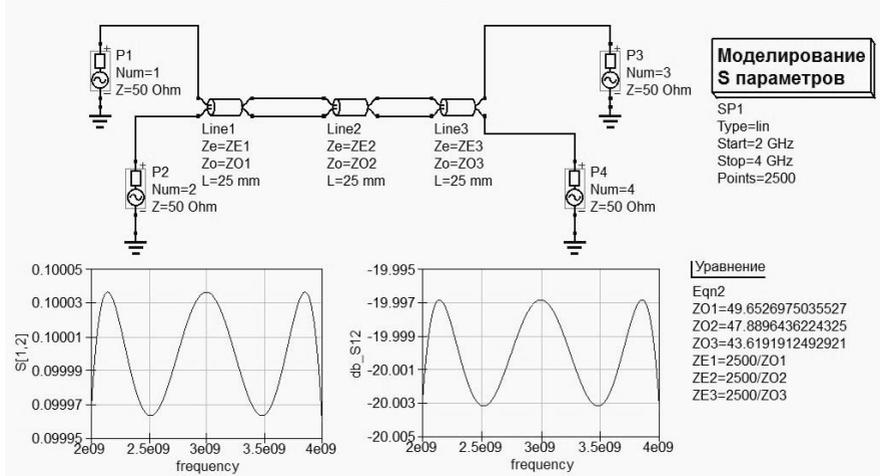


Рис. 1. Изображение модели направленного ответвителя в приближении Т-волн и её частотная зависимость переходного затухания в программе Qucs

Зададим рабочий диапазон частот 2...4 ГГц и величину переходного затухания -20 дБ. Волновое сопротивление подводящих линий Z_0 будем полагать равным 50 Ом. Процесс моделирования состоит из нескольких этапов, на первом из которых произведем оптимизацию модели ответвителя в приближении Т-волн, учитывая при этом условие идеального согласования: $Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$, где Z_{0e} и Z_{0o} – волновые сопротивления четного и нечетного типов возбуждения связанных линий соответственно. В качестве цели оптимизации зададим минимизацию отклонения функции переходного затухания от номинального значения, равного -20 дБ. Для оптимизации используем метод дифференциальной эволюции. Как показывает опыт использования Qucs, интегрированный в программный пакет модуль

оптимизации ASCO не всегда отвечает запросам продвинутого пользователя, поскольку в нем отсутствует ряд эффективных алгоритмов (например, метод Нелдера-Мида, генетический алгоритм, градиентные методы), однако имеющихся возможностей достаточно для качественного понимания студентами принципов параметрического синтеза.

На следующем этапе производится расчет геометрических размеров отрезков микрополосковой линии передачи на основе решений задачи синтеза в приближении Т-волн при помощи встроенной в Qucs утилиты «Расчет линии».

Полученная схмотехническая модель микрополоскового направленного ответвителя и частотная зависимость его переходного затухания приведены на рис. 2. Можно заметить, что отклонение амплитудно-частотной характеристики от заданного номинального значения несколько увеличилось по сравнению с моделью в приближении Т-волн и составляет 0,45 дБ. Это объясняется разностью фазовых скоростей электромагнитных волн для четного и нечетного типов возбуждения, наблюдаемой в микрополосковой линии [4]. Уменьшить отклонение амплитудно-частотной характеристики от заданного номинального значения переходного затухания можно за счет выполнения параметрической оптимизации микрополосковой модели, введя в этом случае дополнительную цель оптимизации – ограничение на максимальное значение величины обратных потерь, а в качестве варьируемых параметров используя ширину W полосков и величину зазора между ними S .

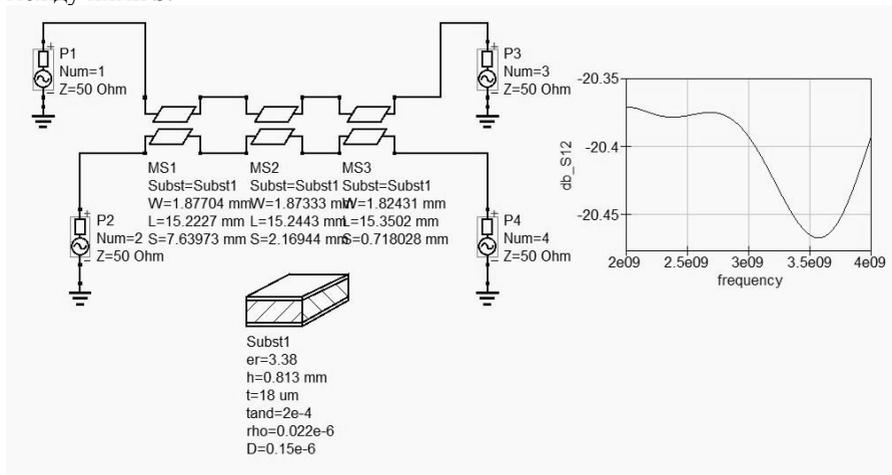


Рис. 2. Схмотехническая модель направленного ответвителя на микрополосковой линии передачи

На завершающем этапе производится добавление вспомогательных элементов – поворотов и отрезков подводящих линий, - необходимых для обеспечения возможности подключения устройства к внешней цепи.

Полученные геометрические размеры устройства можно использовать при построении 2,5D- и 3D-электродинамических моделей в таких программах, как AWR AXIEM и Ansoft HFSS.

Таким же образом проводится моделирование других функциональных устройств СВЧ с Т- и квази-Т-волнами. Возможности моделирования волноводных устройств, в частности фильтров, ограничены отсутствием диафрагм различного типа.

Таким образом, на примере моделирования направленного ответвителя показаны основные возможности программного пакета Qucs при использовании его для синтеза и анализа микроволновых устройств в рамках учебного процесса.

Список литературы

1. AWR Design Environment NI. – URL: www.awr.com (дата обращения: 20.09.19).
2. Keysight ADS. – URL: www.keysight.com (дата обращения: 20.09.19).
3. Quite universal circuit simulator. – URL: www.qucs.sourceforge.net (дата обращения: 20.09.19).
4. Фуско, В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В.Фуско; перевод с англ. А.А. Вольфман, А.Д. Муравцова; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 287 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028213164169.80459522
УДК 621.311.6

К.В. Быков, Н.М. Лазарева, В.М. Яров
(г. Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА», Чувашский государственный
университет)

K.V. Bykov, N.M. Lazareva, V.M. Yarov (Cheboksary, LLC Research and Production
Enterprise "ECRA", Chuvash State University)

СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПОВЫШАЮЩЕГО КОНВЕРТОРА

STATIC AND DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A THREE-LEVEL BOOST CONVERTER

Приведено сравнение двухфазного и трехуровневого повышающих конверторов для фотоэлектрических преобразователей. Сделан вывод о преимуществах трехуровневого повышающего конвертора, по кривой разгона получена его модель в виде передаточной функции.

A comparison of two-phase and three-level boost converters for photovoltaic converters is given. The conclusion is made about the advantages of a three-level boost converter, and its model in the form of a transfer function is obtained from the acceleration curve.

Ключевые слова: двухфазный конвертор, трехуровневый конвертор, кривая разгона, передаточная функция, моделирование в Simulink.

Keywords: two-phase converter, three-level converter, acceleration curve, transfer function, simulation in Simulink.

Изменение освещенности фотопреобразовательных панелей приводит к нестабильности генерируемого напряжения, поэтому его необходимо стабилизировать с помощью повышающих конверторов, схемные реализации которых могут быть весьма разнообразными.

Одним из часто используемых вариантов является двухфазный повышающий конвертор (рис. 1), режимы работы которого подробно исследованы в [1, 2]. Такое построение источника снижает токовую нагрузку транзисторов, а увеличение частоты пульсаций напряжения нагрузки позволяет уменьшить сглаживающий фильтр.

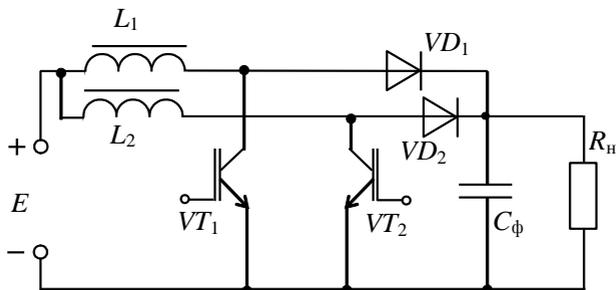


Рис. 1. Двухфазный повышающий конвертор

В качестве альтернативы можно использовать трехуровневый повышающий конвертор с ограничительными диодами (рис. 2), который рассмотрен в [3, 4].

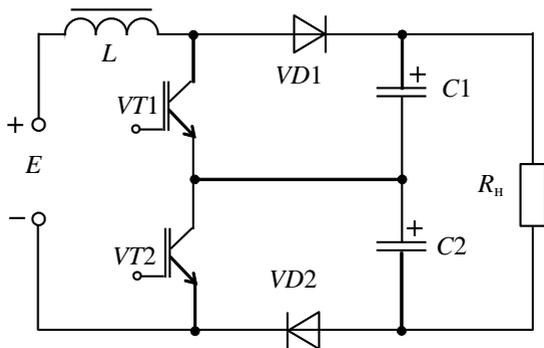


Рис. 2. Трехуровневый повышающий конвертор с ограничительными диодами

На основе [5] авторами были получены расчетные соотношения определения параметров силовой части преобразователя и выполнено имитационное моделирование процессов в трехуровневом конверторе в Simulink Matlab [6]. Временные диаграммы токов и напряжений преобразователя, полученные при моделировании, представлены на рис. 3.

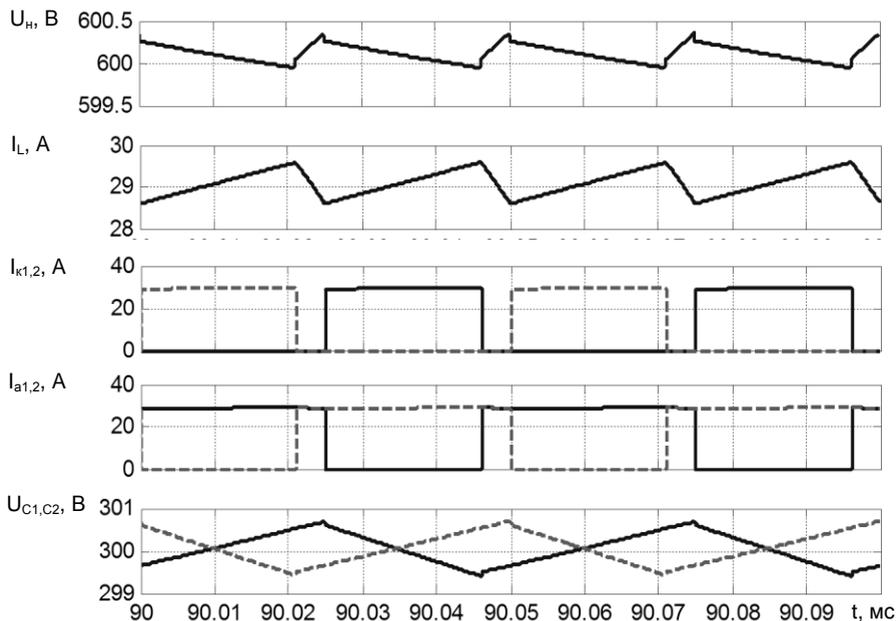


Рис. 3. Временные диаграммы токов и напряжений трехуровневого конвертора

В таблице приведены результаты моделирования режимов работы двухфазного и трехуровневого конверторов для следующих исходных данных: $E = 350$ В, $R_n = 36$ Ом, $U_n = 600$ В.

Таблица 1. Результаты имитационного моделирования режимов работы конверторов в Simulink Matlab

Параметр	U_n , В	I_n , А	I_d , А	I_k , А	I_a , А	$U_{кт}$, В	γ	η , %
Двухфазный	599,6	16,65	29,69	6,76	7,61	600	0,418	0,961
Трехуровневый	600,1	16,67	29,09	12,4	16,67	300	0,84	0,98

Напряжение на транзисторах в трехуровневом конверторе равно половине напряжения на нагрузке, в то время как в двухфазном – равно напряжению нагрузки. КПД трехуровневого конвертора выше, несмотря на

то, что токи транзисторов в два раза больше, чем в двухфазном конвертере. Из зависимостей КПД от тока нагрузки (рис. 4) следует, что данный показатель у трехуровневого конвертера выше не только в номинальном режиме.

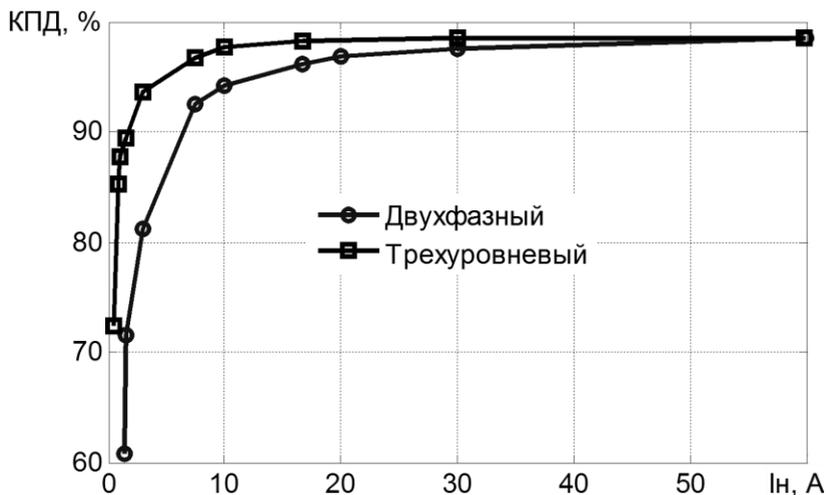


Рис. 4. Зависимости КПД конвертеров от тока нагрузки

Нагрузочные характеристики $U_n = f(I_n)$ конвертеров приведены на рис. 5. При малых токах напряжение нагрузки у трехуровневого конвертера более стабильное – кривая нагрузочной характеристики имеет меньший подъем.

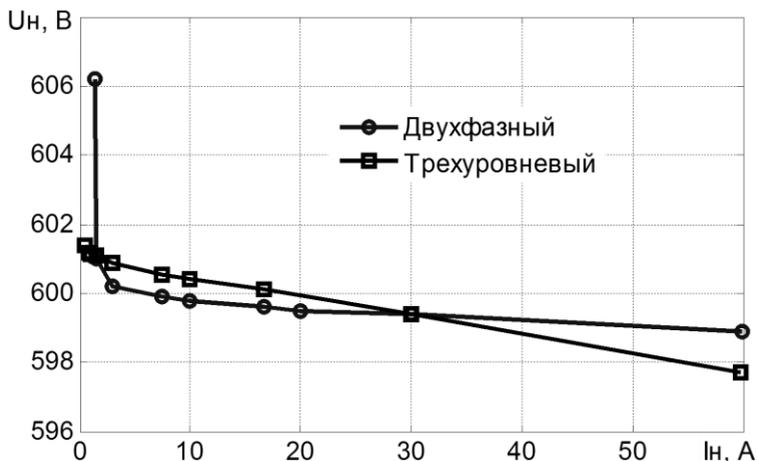


Рис. 5. Нагрузочные характеристики конвертеров

Результаты позволяют сделать вывод о том, что трехуровневый конвертор более предпочтителен по сравнению с двухфазным.

Для улучшения динамических и статических характеристик преобразователя необходимо использовать замкнутую систему управления силовыми ключами. Передаточную функцию конвертора, как звена системы автоматического управления, можно определить по кривой разгона напряжения нагрузки (рис. 6).

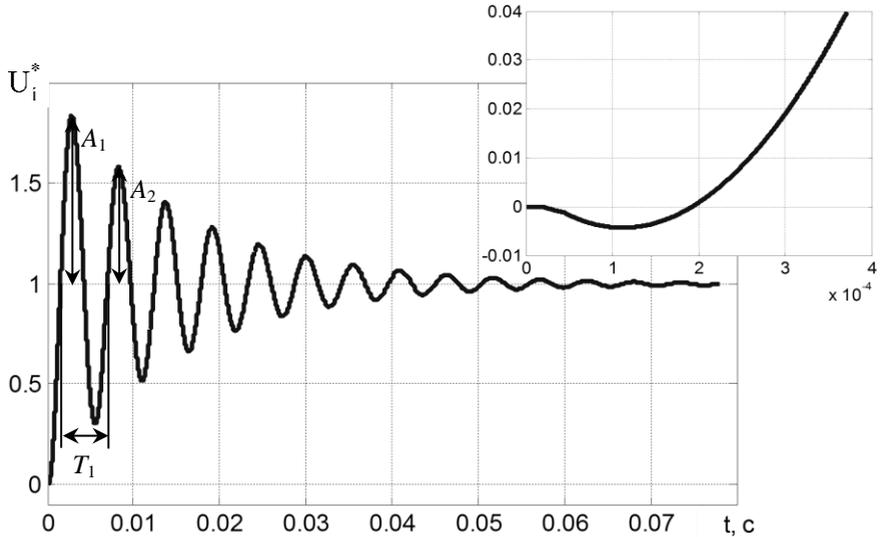


Рис. 6. Нормированная кривая разгона трехуровневого конвертора

Кривую разгона можно аппроксимировать переходной характеристикой последовательно соединенных колебательного и неминимально-фазового звеньев (рис. 7). О наличии последнего свидетельствует провал в начальной части кривой переходного процесса (см. подрисунок на рис. 6).

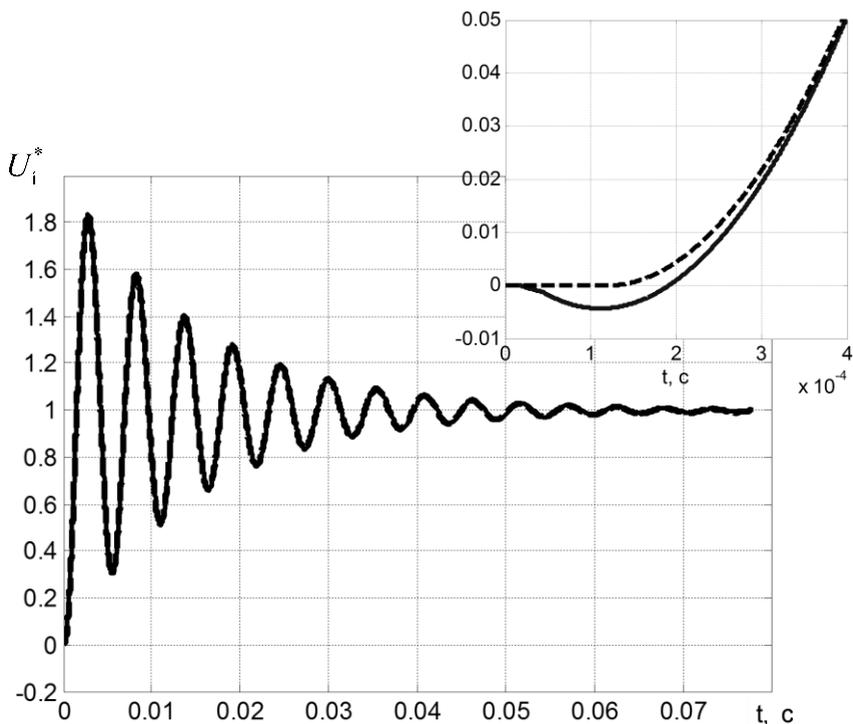


Рис. 7. Совмещенные динамические характеристики трехуровневого конвертора (сплошная линия) и звена (1) (пунктирная линия)

Постоянную времени и показатель колебательности колебательного звена по кривой разгона можно определить по следующим выражениям [2]:

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1} = \frac{2\pi}{5,428 \cdot 10^{-3}} = 1157,6 \text{ с}^{-1};$$

$$\beta = \frac{\ln(A_1/A_2)}{T_1} = \frac{\ln(0,85/0,59)}{5,428 \cdot 10^{-3}} = 67,27;$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{\omega_1^2 + \beta^2}} = \frac{1}{\sqrt{1157,6^2 + 67,27^2}} = 0,863 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$\xi = \beta T = 67,27 \cdot 0,863 \cdot 10^{-3} = 0,058.$$

Следовательно, передаточная функция конвертора по напряжению нагрузки при замене неминимально-фазового звена звеном с запаздыванием имеет следующий вид

$$W(p) = K_{i\dot{a}} \frac{(\tau p - 1)}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} \approx \frac{K_{i\dot{a}} e^{-t_3 p}}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} = \frac{0,703 e^{-0,16 e^{-3} p}}{0,745 \cdot 10^{-6} p^2 + 0,1 p + 1}, \quad (1)$$

где τ – постоянная времени неминимально-фазового звена; t_3 – время

запаздывания; $K_{i\dot{a}} = \frac{\Delta U_f U_{\dot{0}, \dot{0}\dot{0}}}{\Delta U_0 U_{f, \dot{0}\dot{0}}} = \frac{600,1 - 578,1}{8,44 - 8} \frac{8,44}{600,1} = 0,703$ – коэффициент

передачи разомкнутой системы управления; U_y – напряжение управления.

Графики переходной характеристики звена (1) и нормированной кривой разгона конвертора по напряжению нагрузки в масштабе, принятом на рис. 7, совпадают, что свидетельствует о достоверности модели (1). В подписке видно, что в начальной части кривая разгона и переходная характеристика не совпадают, чего и следовало ожидать при использованной замене звеньев в модели.

По полученной передаточной функции можно построить частотные характеристики преобразователя и определить параметры регулятора электрического режима конвертора с замкнутой системой управления [7].

Список литературы

1. Шаварин, Н.И. Двухфазный повышающий конвертор с цифровым управлением / Н.И. Шаварин, В.М. Яров, Н.М. Лазарева, А.В. Лях, А.Л. Иванов // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: сб. науч. тр. НПП «ЭКРА» Вып. III. – Чебоксары, 2014. – С. 64–83.
2. Шаварин, Н.И. Двухфазный повышающий конвертор как звено системы автоматического управления / Н.И. Шаварин, В.М. Яров, Н.М. Лазарева // Силовая электроника. – 2015. – № 3. – С. 40–46.
3. Мелешин, В. Трехуровневый повышающий преобразователь: непрерывные и прерывистые токи, несимметричный режим работы / В. Мелешин, С. Хухтиков, С. Сачков // Силовая электроника. – 2015. – № 3. – С. 33–39.
4. Мелешин, В.И. Трехуровневый повышающий преобразователь напряжения / В.И. Мелешин, Д.В. Жикленков, А.А. Ганьшин // Силовая электроника. – 2015. – № 2. – С. 59–66.
5. Смольников, Л.Е. Транзисторные преобразователи напряжения / Л.Е. Смольников. – М.: Изд-во МЭИ, 1983. – 224 с.
6. Лазарева, Н.М. Компьютерное моделирование резонансных инверторов / Н.М. Лазарева, В.М. Яров. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. – 498 с.
7. Шаварин, Н.И. Динамический расчет двухфазного повышающего преобразователя / Н.И. Шаварин, В.М. Яров, Н.М. Лазарева // Силовая электроника. – 2015. – № 4. – С. 48–56.

Материал поступил в редколлегию 04.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028213245201.93832753
УДК 621.311.6

К.В. Быков, Н.М. Лазарева, В.М. Яров
(г. Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА»,
Чувашский государственный университет)
K.V. Bykov, N.M. Lazareva, V.M. Yarov (Cheboksary, LLC Research
and Production Enterprise "ECRA", Chuvash State University)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

DEFINITION OF PARAMETERS OF THE EQUIVALENT CIRCUIT OF A TRANSFORMER

Рассматриваются методики экспериментального определения параметров T-образной схемы замещения трансформатора напряжения. Приведены результаты идентификации параметров модели трансформатора различными методами.

The methods of experimental determination of the parameters of a T-shaped equivalent circuit of a voltage transformer are considered. The results of identification of the parameters of the transformer model by various methods are presented.

Ключевые слова: трансформатор напряжения, параметры схемы замещения, моделирование в Simulink.

Keywords: voltage transformer, equivalent circuit parameters, simulation in Simulink.

В паспортных данных на силовые трансформаторы часто приводятся только основные электрические параметры: напряжения, токи и мощность, которых недостаточно для определения параметров схемы замещения трансформатора (рис. 1), необходимых для выполнения компьютерного моделирования режимов работы преобразователя, например, в Simulink Matlab [1].

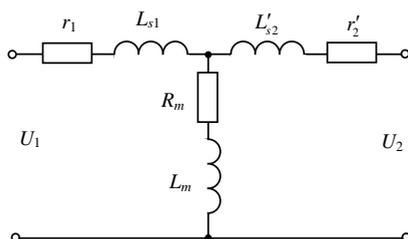


Рис. 1. T-образная схема замещения трансформатора

Существуют различные методики определения параметров схемы замещения трансформатора [2–4].

Измерения с помощью RLC -метра выполняются в режимах существенно меньших номинального [3, 4], а по методике, предложенной в [2], измеряются только индуктивные параметры. В работе [5] параметры индуктора предлагается измерять при разряде на него конденсатора. С помощью предварительно заряженного конденсатора можно обеспечить измерение параметров при режимах работы трансформатора, близких к номинальному. Рассмотрим процессы при разряде конденсатора на обмотки трансформатора (рис. 2, а).

Временные диаграммы тока и напряжения разряда предварительно заряженного конденсатора C на первичную обмотку трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке приведены на рис. 2, б.

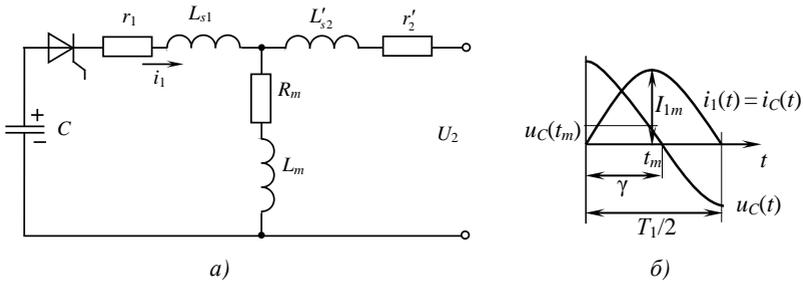


Рис. 2. Опыт холостого хода на вторичной стороне трансформатора: а – схема; б – временные диаграммы

Собственная круговая частота

$$\omega_c = \frac{2\pi}{T_1} = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2}, \quad (1)$$

где

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C} = \frac{1}{(L_{s1} + L_m) C}; \quad (2)$$

$$\beta^2 = \frac{R_1^2}{4L_1^2} = \frac{(r_1 + R_m)^2}{4(L_{s1} + L_m)^2}. \quad (3)$$

Коэффициент затухания β можно определить, измеряя интервал γ , соответствующий моменту времени t_m , при котором ток $i_1(t)$ достигает максимального значения

$$\beta = \frac{\omega_c}{\text{tg } \gamma} = \frac{2\pi}{T_1 \text{tg } \gamma}. \quad (4)$$

Из (1) можно определить

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_c^2 + \beta^2}, \quad (5)$$

следовательно индуктивность

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C}. \quad (6)$$

Активное сопротивление R_1 вычисляем из (3)

$$R_1 = 2\beta L_1 \quad (7)$$

или в соответствии с рис. 2, б

$$R_1 = u_c(t_m)/I_{1m}. \quad (8)$$

Совмещая временные диаграммы тока $i_1(t)$ и напряжения вторичной обмотки $K_T u_2(t)$, можно вычислить значение активного сопротивления ветви намагничивания

$$R_{m1} = K_T u_2(t_m)/I_{1m}, \quad (9)$$

где $K_T = U_1/U_2$.

Сопротивление первичной обмотки

$$r_1 = R_1 - R_{m1}. \quad (10)$$

Аналогично, рассматривая разряд конденсатора C на вторичную обмотку при холостом ходе на первичной стороне, в соответствии с (1)–(10) определяем

$$L_2 = L_{s2} + L_m \text{ и } R_2 = r_2 + R_m,$$

а, совмещая временные диаграммы тока $i_2(t)$ и напряжения $u_1(t)/K_T$, вычисляем значение активного сопротивления ветви намагничивания

$$R_{m2} = u_1(t_m)/(K_T I_{2m})$$

и сопротивление вторичной обмотки

$$r_2 = R_2 - R_{m2}.$$

Для определения индуктивности намагничивания определяем индуктивности обмоток при согласном L_c и встречном L_b включении обмоток, а затем вычисляем взаимоиндуктивность

$$M = \frac{L_c - L_b}{4} \quad (11)$$

коэффициент связи

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (12)$$

Индуктивность намагничивания

$$L_m = KL_1,$$

а индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток вычисляем как

$$L_{s1} = L_1 - L_m, \quad (13)$$

$$L_{s2} = L_2 - L_m/K_T^2. \quad (13)$$

Схему опытов холостого хода можно реализовать, выполняя разряд конденсатора через встречно-параллельно включенные тиристор и диод (рис. 3, а).

В этом случае коэффициент затухания переходного процесса (рис. 3, б)

$$\beta = \frac{\omega_c}{\pi} \ln \frac{A_1}{A_2}.$$

Резонансную частоту определяем по выражению (5), индуктивность L_1 и активное сопротивление R_1 – по формулам (6) и (7) соответственно. Дальнейшие расчеты будут совпадать с предыдущим вариантом.

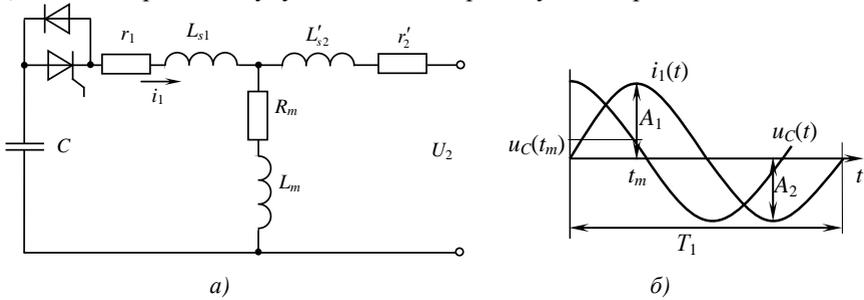


Рис. 3. Опыт холостого хода на вторичной стороне трансформатора с двумя ключами на первичной стороне:
а – схема; б – временные диаграммы

Для снижения погрешности вследствие влияния сопротивлений тиристора и диода, индуктивности и активного сопротивления соединительных проводов их можно определить при коротком замыкании входных зажимов прибора, а затем вычесть из измеренных значений.

Как вариант определение параметров схемы замещения трансформатора можно реализовать на основе измерений RLC -мультиметром, выполнив следующий алгоритм.

1. Измерить индуктивность первичной L_1 и вторичной L_2 обмоток на холостом ходу и активные сопротивления обмоток $r_{1=}$, $r_{2=}$ на постоянном токе.

2. По измеренным значениям добротностей индуктивностей L_1 и L_2 определить сопротивления обмоток на переменном токе

$$r_{1\Omega} = \frac{\omega L_1}{Q_1}, \quad r_{2\Omega} = \frac{\omega L_2}{Q_2}.$$

3. При согласном и встречном включении обмоток измерить соответственно индуктивности L_c и L_B .

4. Рассчитать взаимную индуктивность и коэффициент связи по соотношениям (11) и (12).

5. Определить индуктивности рассеяния по выражениям (13) и (14), сопротивление ветви намагничивания рассчитать как разность

$$R_m = r_{1\Omega} - r_{1=},$$

а сопротивление

$$r_2 = r_{20} - \frac{1}{K_T^2} R_m.$$

В таблице приведены результаты идентификации параметров схемы замещения трансформатора инверторного источника различными методами.

Таблица. Параметры схемы замещения трансформатора

Параметры	r_1 , Ом	L_{s1} , мкГн	r_2 , Ом	L_{s2} , мкГн	R_m , Ом	L_m , мкГн	R_1 , Ом	L_1 , мкГн	R_2 , Ом	L_2 , мкГн
Опыт рис. 2	0,118	3,72	0,25	1,0	2,152	740,9	2,27	744,66	0,62	42,9
Опыт рис. 3	0,4	14,1	0,23	6,14	10,05	1049	10,45	1190	0,85	71,6
<i>RLC</i> -метр	0,12	11,95	0,188	1,3	2,48	1183	2,6	1195	0,343	76

Различие результатов определения параметров можно объяснить нелинейным характером зависимости индукции в сердечнике от напряженности электромагнитного поля. При использовании первого метода сердечник премагничивается по несимметричному частному циклу. В двух других – перемагничивание происходит по более симметричным циклам, причем измерение *RLC*-метром осуществляется при малых токах.

Заключение

1. Результаты измерения параметров подтверждают нелинейный характер зависимостей трансформатора и влияние режима работы преобразователя на значения параметров трансформатора.

2. Первый из рассмотренных методов можно рекомендовать для трансформаторов, работающих в однотактных преобразователях.

3. Измерение параметров трансформаторов для двухтактных преобразователей предпочтительнее выполнять вторым методом.

4. Для предварительных измерений параметров трансформатора «на скорую руку» можно использовать *RLC*-метр, так как этот способ самый быстрый и незатратный.

Список литературы

1. Лазарева, Н.М. Компьютерное моделирование резонансных инверторов / Н.М. Лазарева, В.М. Яров. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. – 498 с.

2. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

3. Бердников, Л.В. Связь индуктивности рассеяния трансформатора и потерь в снаббере обратногоходового преобразователя // Современная электроника, 2005. – № 3. – С. 62–64.

4. Бердников, Л.В. Измерение индуктивности рассеяния в трансформаторах импульсных преобразователей с помощью *RLC*-метра // Современная электроника, 2006. – № 8. – С. 58–61.

5. Болотовский, Ю.И. Измерение параметров индукторов установок индукционного нагрева на режимах, близких к номинальным / Ю.И. Болотовский, Л.И. Гутин, Г.И. Таназлы, А.А. Шуляк // Силовая электроника, 2005. – № 1. – С. 104–106.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

Л.Н. Васильева, И.И. Ильина

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

L.N. Vasilieva, I.I. Ilyina (Cheboksary, Chuvash State University

named after I.N. Ulyanova)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ПЛАТФОРМЫ CISCO PACKET TRACER

MODELING INFOCOMMUNICATION NETWORKS BASED ON THE CISCO PACKET TRACER PLATFORM

В статье рассмотрен симулятор визуального инструмента сетевого моделирования Cisco Packet Tracer, а также пример его применения в качестве среды для моделирования сетей, обнаружения и устранения неисправностей.

This article discusses the Cisco Packet Tracer simulator of a visual network modeling tool, as well as an example of its application as a medium for network modeling, troubleshooting and troubleshooting.

Ключевые слова: инфокоммуникационная сеть, компьютерная сеть предприятия, Cisco Packet Tracer, vlan, NAT.

Keywords: infocommunication network; computer network of the enterprise; Cisco Packet Tracer, vlan, NAT.

В настоящее время симуляция становится все более актуальной темой, наряду с применением методов моделирования. Для облегчения процесса обучения студентов проектированию сетей и систем связи можно использовать визуальные инструменты. Cisco Packet Tracer - инновационный и мощный инструмент сетевого моделирования, используемый для практики, обнаружения и устранения неисправностей. Это программное обеспечение предоставляет широкий спектр сетевых устройств, таких как коммутаторы и маршрутизаторы Cisco, работающие на IOS 12 и IOS 15, беспроводные устройства от Linksys, конечные устройства, такие как персональные компьютеры и серверы с командной строкой.

Cisco Packet Tracer больше, чем просто симулятор, он обеспечивает моделирование сетей, а также позволяет осуществлять эксперименты с поведением сети и оценивать возможные сценарии развития событий. Предоставленное симулятором физическое рабочее пространство можно использовать для определения ассортимента устройств.

Программное обеспечение Cisco Packet Tracer имеет дружелюбный пользовательский интерфейс: позволяет эмулировать и изучать основные процессы функционирования реальных компьютерных сетей [1], моделировать некоторые атаки и типичные угрозы безопасности компьютерных сетей [2], [3]. При этом отсутствует необходимость использования дорогостоящих устройств реального сетевого оборудования и программного обеспечения.

Рассмотрим задачу проектирования и разработки безопасной корпоративной сети (рис 1), выполняемой студентами в рамках расчетно-графической работы.

Корпоративная сеть предприятия состоит из информационных систем и каналов связи и является вариантом сотрудничества людей и компьютеров, обеспечивающих скорость доставки и обработки данных.

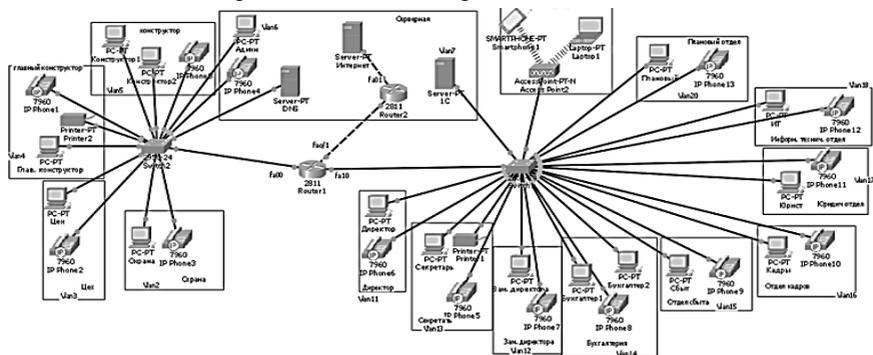


Рис. 1 Общая схема сети

Для проектирования сети использована технология VLAN (рис 2). Взаимодействие узлов настроено таким образом, что оно не зависит от их физического места локации. К данной сети были применены меры защиты информации как передаваемых, так и получаемых пакетов данных.

Технология преобразования сетевых адресов NAT позволяет преобразовать IP-адреса транзитных пакетов. С помощью данной технологии возможно скрыть внутреннюю структуру корпоративной сети, также она позволяет использовать один IP-адрес для доступа в Интернет с нескольких конечных устройств.

Одним из механизмов, позволяющих поддерживать сетевую безопасность, является список управления доступом Access control list, на основании которого назначаются правила доступа потока пакетов внутри сети.

На основе использования среды Cisco Packet Tracer обучающие могут спроектировать защищенную корпоративную сеть с помощью настроек VLAN, маршрутизации и NAT протокола. Платформа Cisco позволяет студентам наглядно изучить процессы функционирования сетевых устройств.



Рис. 2. Просмотр информации о VLAN на коммутаторе

Список литературы

1. Ремнев, П.Ю. Проектирование защищенной сети предприятия / П.Ю. Ремнев, Л.Н. Васильева // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы XI Всерос. науч.-техн. конф.– Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та – 2018. – С. 494-496.
2. Чумаров, С.Г. Моделирование угроз для сетей IP-телефонии/ С.Г. Чумаров, Г.В. Сидоров // Информационные технологии в электротехнике и электротехнике: материалы XI Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2018. – С. 491-494.
3. Чумаров, С.Г. Информационная безопасность сетей IP-телефонии в образовательной среде // Современный университет в цифровой образовательной среде: ориентиры на опережающее развитие: материалы X Междунар. учеб.-метод. конф. – Чебоксары, 2018. – С. 41-45.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028213446d39.93609421
УДК 621.314.1

Н.И. Дементьев, А.А. Малаханов
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
N.I. Dementiev A.A. Malakhanov (Bryansk, Bryansk State Technical University)

РАЗРАБОТКА СТАБИЛИЗОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ДАТЧИКОВ В АВТОМОБИЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

DEVELOPMENT OF A STABILIZED VOLTAGE CONVERTER FOR POWER SUPPLY
OF SENSORS IN AUTOMOBILE TECHNOLOGY

В данной работе предложено применение импульсного источника напряжения для питания датчиков в автомобильной технике, в условиях нестабильного входного напряжения.

This paper proposed the use of a dc/dc convert for powering sensors in automotive technology, under conditions of unstable input voltage.

Ключевые слова: импульсный источник питания, преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью.

Keywords: DC/DC, SEPIC convert.

В настоящее время в любой электронной технике не обойтись без стабилизированных источников постоянного напряжения, автомобильная техника не является исключением. В каждой системе управления используются различные виды датчиков, с целью организации обратной связи и управления объектом. Некоторые датчики являются полноценно законченными устройствами с внутренними цепями стабилизации или работающие в условии пониженного напряжения, например индуктивные датчики скорости, другие датчики, такие как датчики температуры, требуют стабильного напряжения.

В автомобильной технике присутствуют провалы бортового напряжения и высокоимпульсные помехи, которые обусловлены работой сильноточного оборудования [1]. Провалы напряжения изменяются на уровень, как правило, неприемлемый для измерительной техники, что сказывается на точности измерений.

Поэтому разработка импульсного источника питания, на современной электронной компонентной базе, возможного работать в условиях пониженного напряжения и импульсных помех является актуальной.

Для обеспечения стабильного выходного напряжения при изменении входного, подходит только несколько решений.

Первый вариант использование топологий понижающее-повышающей схемы с использованием специализированных микросхем, например LTC3113[2]. Отказом от этого решения послужило относительная дороговизна и отсутствие микросхем работающих в заданном диапазоне напряжений.

Второй вариант использование топологии импульсного преобразователя, который может обеспечить работу в диапазоне питающего напряжения как выше, так и ниже от выходного напряжения - преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью или *single-ended primary-inductor converter (SEPIC)*[2].

Для разработки рассматриваемого импульсного источника можно использовать практически все широкодоступные контроллеры для повышающих преобразователей, топологию которых можно легко модернизировать. Например можно использовать *ADP1111, L5970D, LM5001* [4-6]. Для разработки был выбран контроллер *LM5001* фирмы *Texas Instruments*.

Модернизация схемы заключается в добавлении одного дросселя и диода в топологию повышающего преобразователя, схема итогового преобразователя изображена на рисунке 1.

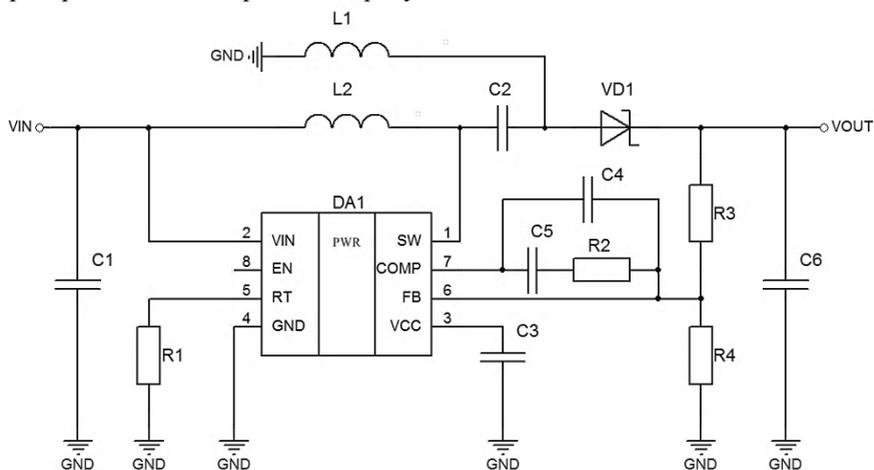


Рис. 1. Преобразователь напряжения

Выбранный контроллер имеет широкий рабочий входной диапазон напряжений от 3.1 до 75 В. Этот простой в использовании регулятор включает в себя 75-вольтовый *N*-канальный *MOSFET* с пределом тока в 1 А. Рабочая частота задается одним резистором и программируется до 1,5 МГц. Генератор также может быть синхронизирован с внешними часами. Дополнительные функции защиты включают: ограничение тока, тепловое отключение, блокировку пониженного напряжения и возможность удаленного отключения.

Расчет элементов схемы осуществлялся для выходного напряжения равного 10 В и током до 500 мА, при минимальном напряжении 8 В.

Сначала необходимо рассчитать сопротивление делителя напряжения *R3* и *R4* по формуле 1 и 2.

$$R3 = \frac{V_{out} + V_d - V_{fb}}{I_{fb}} = \frac{10 + 0,7 - 1,26}{0,6} = 15616 \text{ Ом}, \quad (1)$$

$$R4 = \frac{V_{fb}}{I_{fb}} = \frac{1.26}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 2100 \text{ Ом}, \quad (2)$$

где I_{fb} ток делителя.

Выберем частоту $f_s=460$ КГц и рассчитаем резистор $R1$ по формуле 3:

$$R1 = 13,1 \cdot 10^9 \left(\frac{1}{460 \cdot 10^3} - 83 \cdot 10^{-3} \right) = 28024 \text{ Ом}. \quad (3)$$

Произведем расчет коэффициента заполнения по формуле 4:

$$D_{max} = \frac{V_{out} + V_d}{V_{min} + V_{out} + V_d} = \frac{10 + 0,7}{8 + 10 + 0,7} = 0,592. \quad (4)$$

Для определения индуктивности, необходимо обеспечить размах пульсаций тока от приблизительно в 40% от максимального входного тока, при минимальном входном напряжении. Рассчитаем пульсацию тока для данной схемы по формуле 5, при коэффициенте полезного действия 90%:

$$\Delta I = \frac{I_{out}(V_{out} + V_d)}{V_{min} \cdot 0,9} \cdot 0,4 = \frac{0,5(10 + 0,7)}{8 \cdot 0,9} \cdot 0,4 = 0,323 \text{ А}. \quad (5)$$

Рассчитаем минимальное значение индуктивности по формуле 6:

$$L_{min} = \frac{D_{max} \cdot V_{min}}{f_s \cdot \Delta I} = \frac{0,592}{460 \cdot 10^3} \cdot \frac{8}{0,323} = 31,45 \text{ мкГн}. \quad (6)$$

Для схемы были выбраны резисторы из ряда $E24$, поэтому $R3=15$ КОм, $R4 = 2,1$ КОм и $R4 = 27$ КОм. Значение индуктивности выберем из ряда $E12$ ближайшее большее значение $L= 47$ мкГн. Входной и выходной конденсатор можно выбрать одинаковыми, выберем номиналом 4,7 мкФ.

Заключение

В результате данной работы разработана схема и рассчитаны компоненты, для импульсного источника напряжения для работы в условиях нестабильного автомобильного напряжения. Широкий диапазон входного напряжения выбранной микросхемы позволяет использовать данное решение в автомобильной и другой технике. При условии питания от нескольких источников, в свою очередь позволит повысить надежность разрабатываемых устройств, предназначенных для критически важных нагрузок.

Список литературы

1. *ГОСТ 33991-2016*. Электрооборудование автомобильных транспортных средств. Электромагнитная совместимость. Помехи в цепях. Требования и методы испытаний. – Москва: Стандартинформ, 2016. – 28 с.
2. LTC3113 3A Low Noise Buck-Boost DC/DC Converter [Электронный ресурс]: URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3113f.pdf> (дата обращения: 20.09.2019).
3. Steve Roberts DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE. RECOM. 2014.
4. Micropower, Step-Up/Step-Down SW Regulator [Электронный ресурс]: URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP1111.pdf>
5. L5970D [Электронный ресурс]: URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l5970d.pdf>
6. LM5001x High-Voltage Switch-Mode Regulator [Электронный ресурс]: URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5001.pdf>.

М.С. Жмакин, И.Д. Чадюк, А.В. Надымов
(г. Владивосток, Дальневосточный федеральный университет)
M.S. Zhmakin, I.D. Chadyuk, A.V. Nadymov
(Vladivostok, Far Easter Federal University)

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПРЯМЫМ
РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА НА АППАРАТНОМ МОДУЛЕ EMONA
DATEX. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ШУМОВ НА КАЧЕСТВО
ДЕМОДУЛЯЦИИ**

**SIMULATION OF DIRECT SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM ON
THE HARDWARE MODULE EMONA DATEX. EVALUATION OF THE EFFECT OF
NOISE ON THE QUALITY OF DEMODULATION**

Приведен вариант реализации системы связи с прямым расширением спектра на аппаратном модуле Emona DATEX, представлены результаты моделирования, сняты и рассчитаны ключевые параметры системы, сделаны выводы.

A variant of implementation of a communication system with direct spread spectrum is presented in this article, simulation results are also presented, the main parameters of the system are taken, and conclusions are drawn.

Ключевые слова: расширение спектра, ПРС, система связи.

Keywords: spread spectrum, DSSS, communication system.

В настоящее время наблюдается тенденция перехода цифровых систем связи на широкополосные технологии для обеспечения качественной работы. Это, в первую очередь, связано с масштабным развитием науки и техники, что рождает проблему большей восприимчивости таких устройств к имеющимся помехам. Во-вторых, потребность в переходе на широкополосные системы обусловлена тем, что такой принцип реализации связи обладает скрытностью, защищенностью информации, высокой степенью электромагнитной совместимости и высокой экологичностью.

Одним из вариантов решения проблемы низкой помехоустойчивости является расширение спектра сигнала методом прямой последовательности (DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum). Расширение спектра методом прямой последовательности – разновидность двухполосной модуляции с подавленной несущей (DSBSC, Double-sideband suppressed-carrier), где в качестве несущего колебания применяется последовательность импульсов, называемая псевдослучайной последовательностью [1]. Таким образом, модуляция с прямым расширением спектра – двухполосная модуляция с подавленной несущей с бесконечным количеством боковых полос вокруг этой несущей.

Сам принцип расширения спектра основан на логическом умножении исходного узкополосного сигнала на расширяющую последовательность, которая состоит из определенного числа битов данных и выбирается в зависимости от необходимого коэффициента расширения [2].

Данная работа посвящена исследованию помехоустойчивости сигнала с прямым расширением спектра, которое проводилось на оборудовании компании National Instruments с использованием платы расширения Emona DATEx. Моделирование DSSS-сигнала осуществлялось на основе математической модели DS-BSSC-сигнала с использованием псевдослучайной последовательности. Для подготовки к передаче сигнал преобразовывался по принципу двоичной фазовой манипуляции (BPSK, Binary Phase-shift Keying), а также подвергался зашумлению. На приемной стороне проверялось качество демодуляции сигнала.

Схема реализации системы связи с расширением спектра изображена на рис. 1.

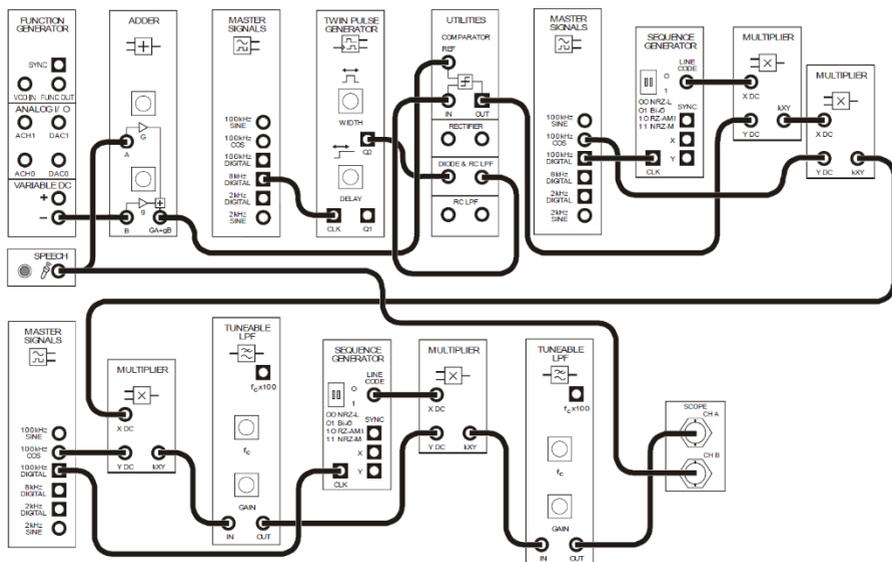


Рис. 1. Схема реализации BPSK-сигнала на основе DSSS-сигнала

Для оценки эффективности расширения спектра были сняты две спектрограммы (рис. 2.) с изображением спектра исходного узкополосного сигнала и этого же сигнала, но расширенного методом прямой последовательности.

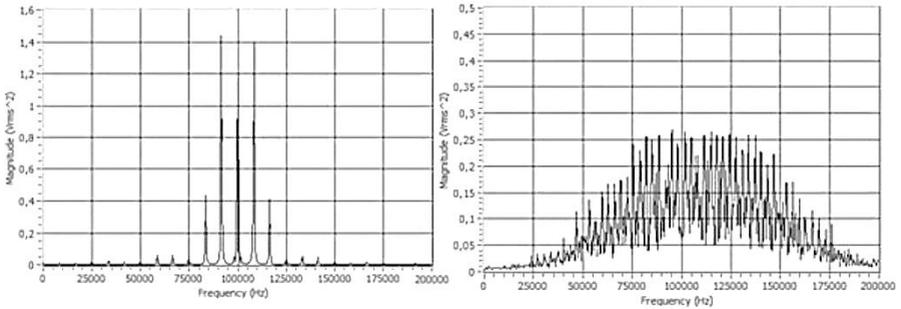


Рис. 2. Спектр узкополосного и широкополосного сигнала

По полученным спектрограммам определяется коэффициент расширения спектра, который равен 9, что подтверждает работоспособность системы и эффективность её расширения.

Ввиду того, что сигнал с применением DSSS имеет спектр более широкий, то влияние шумов на демодуляцию сигнала должно быть меньшим по сравнению с узкополосной системой связи. На рис. 3 в верхней части каждой осциллограммы представлен демодулированный сигнал, в нижней – исходный.

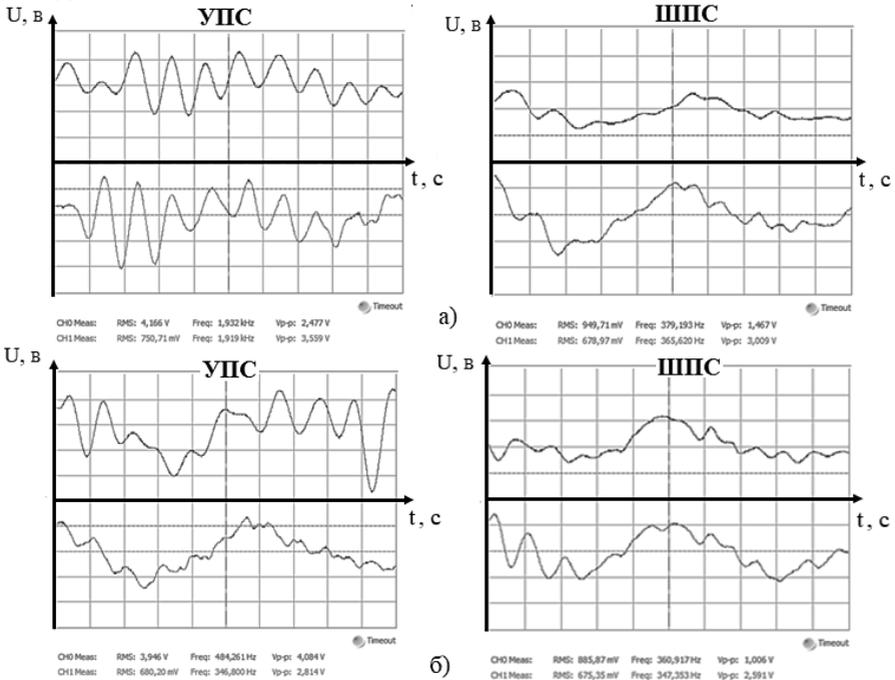


Рис. 3. Осциллограммы: а) при шуме -20 дБ, б) при шуме 0 дБ

Результаты, полученные в данном эксперименте, говорят о том, что качество демодуляции сигнала с расширением спектра выше, чем у узкополосной системы при влиянии шумов различного уровня. У сигнала с расширением спектра осциллограмма схожа с исходной, частота полученного сигнала близка к передаваемой, а воспроизведение записи не показало каких-либо искажений.

Также для более детальной картины определяется отношение сигнал/шум на входе приемника. Результаты для двух систем связи представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты определения SNR

Системы связи	Уровень шума, дБ		
	-20	-6	0
	SNR, дБ		
Без DSSS	20	7,78	3,01
С использованием DSSS	11	4,77	3,52

Таким образом, исходя из того, что SNR в системе связи с применением метода DSSS низкий и меньше, чем в узкополосной системе, при этом при аналогичных входных параметрах качество демодулированного, а в последствии и воспроизводимого сигнала, выше, то можно сделать вывод, что использование систем с DSSS позволяет принимать сигнал на приемнике с низким уровнем. Меньший уровень сигнала экономит энергию передатчика и приёмника, соответственно, появляется возможность использования портативных устройств с меньшей ёмкостью аккумулятора, что подтверждает известные положения из теории, а значит предложенная и смоделированная система связи может использоваться будущими исследователями широкополосных технологий, систем и стандартов, а также данная работа может быть полезна для обучения студентов.

Список литературы

1. Дункан, Б. Эксперименты по основам современных аналоговых и цифровых методов телекоммуникации. /Б. Дункан. – Сидней: Emona Instruments Pty Ltd, 2008. – 399 с.
2. Надымов, А.В. Перспективные средства связи. /А.В. Надымов, П.Л. Титов. – Владивосток: ДВФУ, 2015. – 105 с.

Материал поступил в редколлегию 09.10.19.

В.Ф. Зотин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

V.F. Zotin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ**DETERMINATION OF FREQUENCY CHARACTERISTICS OF MICROCIRCUITS OF PULSED VOLTAGE CONVERTERS**

Предложен способ определения частотных характеристик микросхем импульсных преобразователей постоянного напряжения. С помощью компьютерного моделирования обоснована возможность технической реализации предложенного способа в виде контрольно-измерительного устройства.

A method for determining the frequency characteristics of microcircuits of pulsed DC-DC converters is proposed. Using computer modeling, the feasibility of the technical implementation of the proposed method in the form of a control and measuring device is substantiated.

Ключевые слова: DC/DC-преобразователи, частотные характеристики, запас устойчивости, LTSpice, контур управления.

Keywords: DC / DC converters, frequency characteristics, stability margin, LTSpice, control loop.

В источниках питания различных электронных устройств и систем широко применяются импульсные преобразователи постоянного напряжения (DC/DC-преобразователи). Для определённого диапазона мощности популярным является «однокристальное» решение в виде микросхемы с включением в её состав силовых элементов – ключевых транзисторов и диодов. Базовыми для применения указанных микросхем являются схемы понижающего или повышающего DC/DC-преобразователей.

На рис.1 приведена схема понижающего DC/DC-преобразователя. Основными элементами микросхемы являются источник опорного напряжения V_{REF} , усилитель сигнала ошибки (регулятор) EA и широтно-импульсный модулятор M, управляющий переключателем входного напряжения преобразователя.

Дополнительно в схему

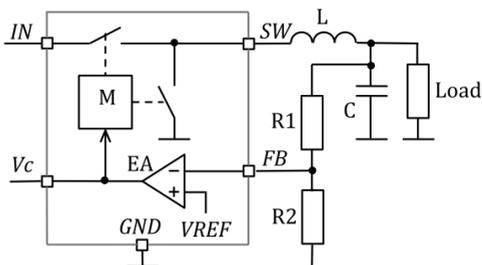


Рис. 1. Схема понижающего DC/DC- преобразователя

преобразователя входят LC-фильтр подавления пульсаций выходного напряжения и цепь обратной связи R1, R2. Микросхемы, предназначенные для преобразователей с фиксированным выходным напряжением, имеют встроенную цепь обратной связи.

Микросхемы как понижающих, так и повышающих DC/DC-преобразователей могут содержать также дополнительные узлы различного функционального назначения.

Приведённая на рис. 1 структура представляет собой одноконтурную замкнутую систему стабилизации напряжения на нагрузке. Она может также содержать простейший внутренний контур управления током силового ключа. Синтез такой системы предполагает решение задачи обеспечения устойчивости и требуемого качества процессов, связанных с возмущениями как со стороны источника питания, так и со стороны нагрузки преобразователя. Задача синтеза является достаточно сложной, что обусловлено зависимостью параметров регулятора EA и модулятора M в составе микросхемы, а также параметров LC-фильтра (рис. 1) от внешних возмущений. Поэтому обычно предусматривается подключение внешних корректирующих элементов (вывод V_c на рис. 1) с возможностью варьирования их параметров.

Перечисленные факторы указывают на преимущественный способ синтеза контура управления DC/DC-преобразователем на основе экспериментальных данных [1, 2]. Однако на начальном этапе проектирования целесообразно использование программных инструментов (например LTpowerCAD) и симуляторов (LTSpice, OrCAD и др.).

Широкое распространение получили частотные методы исследования динамики DC/DC-преобразователей, поскольку они позволяют определять такие показатели, как запасы устойчивости по фазе и амплитуде, колебательность, полосу пропускания системы. Эти динамические показатели определяются амплитудной и фазовой частотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ) разомкнутого контура управления, полученными суммированием характеристик всех компонентов, образующих контур. Контур включает компоненты в составе микросхемы: регулятор с встроенной или внешней цепью коррекции, модулятор и переключатель. Он содержит также внешние компоненты: фильтр подавления пульсаций с нагрузкой и цепь обратной связи (при её отсутствии в составе микросхемы).

АЧХ и ФЧХ соответствуют режиму «малого» сигнала для линеаризованных систем. Обеспечение такого режима для компонентов в составе микросхемы DC/DC-преобразователя – непростая задача с учётом значительного коэффициента усиления постоянной составляющей сигнала обратной связи.

Один из вариантов решения этой задачи предполагает применение типовой схемы DC/DC-преобразователя с замкнутым контуром регулирования выходного напряжения при включении в контур источника тестовых сигналов [3, 4]. При этом обеспечивается стабилизация постоянных

составляющих сигналов в контуре. Недостатками этого варианта являются невозможность определить характеристики модулятора и значительная погрешность при определении запасов устойчивости по фазе и амплитуде из-за значительного коммутационного шума.

Автор предлагает определять частотные характеристики микросхем DC/DC-преобразователей по схеме, которая в среде симулятора LTspice приведена на рис. 2. Объектом исследования служит микросхема U1 понижающего DC/DC-преобразователя LT1576.

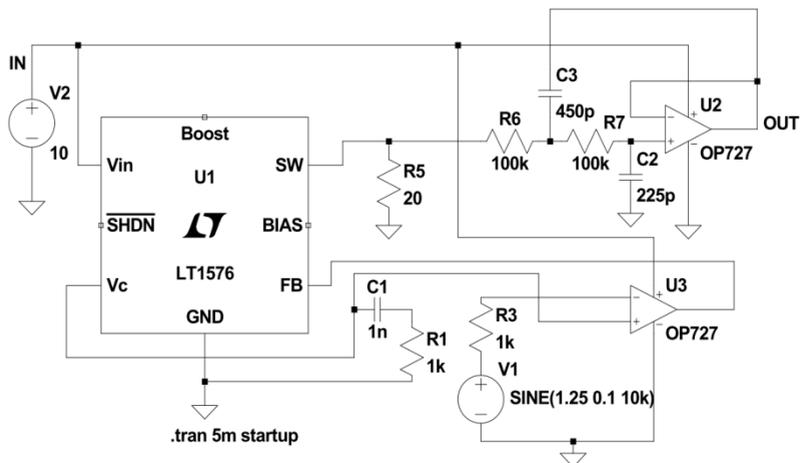


Рис. 2. Имитационная схема устройства частотного анализа

В схеме отсутствует основной контур регулирования напряжения, а стабилизация постоянных составляющих сигналов достигается применением вспомогательного операционного усилителя U3. С его помощью формируется также тестовый сигнал для определения частотных характеристик микросхемы. Опорное напряжение источника V1, содержащее постоянную составляющую (1,25 В) и синусоидальную составляющую (амплитуда 0,1 В, частота 10 кГц), воспроизводится на выходе регулятора EA в составе микросхемы U1 (вывод Vc). Элементы C1, R1 реализуют типовую для преобразователя цепь частотной коррекции. Ещё один операционный усилитель U2 вместе с элементами R6, C3, R7, C2 образует активный фильтр нижних частот второго порядка с передаточной функцией $W(s)=1/(R_6R_7C_3C_2s^2+C_2(R_6+R_7)s+1)$. При указанных на рис. 2 параметрах R6, C3, R7, C2 имеем фильтр Баттерворта с граничной частотой 5 кГц.

Частотные характеристики микросхемы U1 определяются с помощью серии экспериментов при изменении частоты тестового сигнала (синусоидальной составляющей источника V1) и регистрации напряжений на выводах FB, Vc и OUT.

АЧХ усилителя ошибки (регулятора) с учётом внешней корректирующей цепи определяется соотношением

$$K_{EA}(f) = 20 \log[V_{Vc}(f)/V_{FB}(f)],$$

где V_{Vc} и V_{FB} – амплитуды сигналов соответственно на выводах микросхемы V_c и FB .

АЧХ модулятора с переключателем определяется с учётом характеристики $K_{\Phi}(f)$ активного фильтра нижних частот:

$$K_M(f) = 20 \log[V_{OUT}(f)/V_{Vc}(f)] - K_{\Phi}(f).$$

Здесь V_{OUT} – амплитуда выходного сигнала фильтра.

АЧХ микросхемы определяется суммой АЧХ компонентов:

$$K_{IC}(f) = K_{EA}(f) + K_M(f).$$

ФЧХ компонентов определяется временным сдвигом Δt_{O-I} выходного сигнала O по отношению к входному сигналу I . Для усилителя ошибки

$$\varphi_{EA}(f) = \Delta t_{Vc-FB} f \cdot 360^\circ.$$

Для модулятора с переключателем

$$\varphi_M(f) = \Delta t_{OUT-Vc} f \cdot 360^\circ - \varphi_{\Phi}(f).$$

ФЧХ микросхемы определяется суммой ФЧХ компонентов:

$$\varphi_{IC}(f) = \varphi_{EA}(f) + \varphi_M(f).$$

Результаты серии экспериментов по схеме рис. 2 и соответствующих расчётов приведены в таблице.

Таблица. Результат частотного анализа микросхемы *LT1576*

f, кГц	0,5	1	2	5	10	20	50
K_{EA} , дБ	50,4	48	43	35,4	30	23,6	16
K_M , дБ	19	19	19	16	6,4	-5,2	-20
K_{IC} , дБ	69,4	67	62	51,4	36,4	18,4	-4
φ_{EA}	146 ⁰	93 ⁰	110 ⁰	101 ⁰	95 ⁰	101 ⁰	106 ⁰
φ_M	2 ⁰	-1 ⁰	2 ⁰	0 ⁰	1 ⁰	5 ⁰	-2 ⁰

Аналогичная схема определения частотных характеристик применима и для микросхем DC/DC-преобразователей повышающего типа. Она отличается способом включения нагрузочного резистора (R_5 на рис. 2).

Список литературы

1. *Ali, H.* Frequency response measurements of dc-dc buck converter / H. Ali [et al.] // IEEE International conference on information and automation. – 2015. – pp. 2233-2237.
2. *R. Ridley.* Frequency Response Measurements for Switching Power Supplies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/267855326_Frequency_Response_Measurements_for_Switching_Power_Supplies – Дата доступа 05.05.2019.
3. *F. Dostal.* Measure Power-supply Loop Transfer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.edn.com/design/test-and-measurement/4385974/Measure-power-supply-loop-transfer-4385974>. Дата доступа 05.05.2019.
4. *Henry J. Zhang.* Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies. Analog Devices [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN149fa.pdf> (дата обращения 05.05.2019).

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

М.В. Илюшин, И.А. Лактюшин, И.А. Карабцев
(г. Орел, Академия ФСО России)
M.V. Ilyushin, I.A. Laktyushin, I.A. Karabtsev
(Oryol, Academy of the Federal Security Service of Russia)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕДАЧИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА В СЕТЯХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ МЕТОДАМИ АНАЛИТИЧЕСКОГО И ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЙ

RESEARCH OF THE PROCESS OF TRANSFER OF THE SPEECH SIGNAL IN NETWORKS WITH COMMUTATION OF PACKAGES BY METHODS OF ANALYTICAL AND SIMULATION MODELINGS

При планировании сети связи основной задачей является сбор необходимой информации о различных компонентах сети и их влиянии на ухудшение качества передачи речи. Представлены результаты имитационного и аналитического моделирования процесса передачи речевого сигнала в реальной сети с коммутацией пакетов.

When planning a communication network, the main task is to collect the necessary information about the various components of the network and their influence on the degradation of speech quality. The results of simulation and analytical modeling the process of voice signal transmission in a real packet switched network are presented.

*Ключевые слова: планирование сети, качество передачи речи, E-модель.
Keywords: network planning, voice quality, E-model.*

В настоящее время задачи планирования и обеспечения качества обслуживания в системах *VoIP (Voice over IP)* остаются актуальными. В этом случае качество речевого обмена в сетях с коммутацией пакетов (КП) определяется качеством подготовки сеанса связи и качеством доставки информации.

Определение таких параметров как сквозное качество голоса в одном направлении, сквозная задержка, время установления соединения, коэффициент потерь пакетов, джиттер задержки должно происходить с учетом областей их возможного применения (уровень качества предлагаемой услуги, основа для соглашений об уровне обслуживания *SLA (Service Level Agreement)*, основа для целей планирования и т.д.) [1].

В задачах планирования сквозного качества передачи речи, а также при оценивании влияния на него выбора различных технологий часто используется расчет коэффициента оценки качества передачи (*R-фактора*) в соответствие с *E-моделью*, описанной в рекомендации МСЭ-Т *G.107* [2]. В этом же документе приведено аналитическое выражение зависимости между

значениями R -фактора («коэффициента рейтинга») и значениями оценок MOS :

$$MOS = \begin{cases} 1 + 0,035 + R(R - 60)(R - 100) \cdot 7 \cdot 10^{-5}, & \text{при } 0 < R < 100 \\ 1, & \text{при } R \leq 0 \\ 4,5, & \text{при } R = 100. \end{cases}$$

Исследование процесса передачи речевой информации в сетях с КП также возможно проводить с помощью имитационного моделирования в пакете прикладных программ *Riverbed*, в котором расчет оценок MOS качества передачи речевого сигнала (РС) производится на основе E -модели.

Имитационное моделирование включает конфигурацию терминалов и IP-сети путем настройки свойств соответствующих объектов созданного проекта; проведение эксперимента; получение и анализ результатов.

Конфигурация терминалов предполагала выбор определенного алгоритма кодирования РС, настройка IP-сети (изменение значений параметров временной задержки и потери пакетов). Значения остальных параметров

E -модели были выбраны по умолчанию в соответствии с [2, 3]. Эксперимент был проведен для 15 минутного интервала времени и 10000 событий.

На рисунке 1 представлены скриншоты интерфейсов программы *Riverbed* с созданным проектом (а) и результатом работы (б) имитационной модели, где последнее усредненное значение графика примерно соответствует величине статистики – значению MOS .

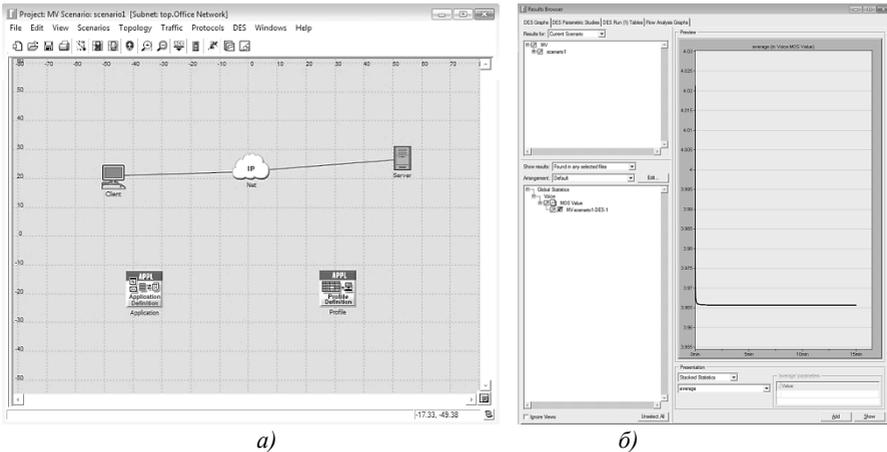


Рис. 1. Скриншоты интерфейсов программы *Riverbed* а) с созданным проектом и результатом работы (б) имитационной модели

Известно, что каналы связи системы *VoIP* характеризуются потерями пакетов, обусловленными наличием так называемых «узких мест» и очередями. Потери пакетов также могут возникать при превышении времени джиттер буфера. В сетях с КП наиболее вероятны одиночные потери пакетов, которые хоть и снижают качество восприятия речи, но поддаются восстановлению. На практике 1% потерянных речевых пакетов приводит к неприятным слуховым ощущениям, более 2% – затруднению диалога, более 5% – невозможности разговора.

С помощью аналитического и имитационного моделирования, используя стандартную программу математических вычислений *Mathcad* и прикладную программу *Riverbed* соответственно, были получены зависимости оценок *MOS* при разных значениях вероятности потерь пакетов для низкоскоростных речевых кодеков *G.723.1* (*MP-MLQ*, 6,3 кбит/с) и *G.729* (*CS-ACELP*, 8 кбит/с) (рис. 2а и 2б соответственно).

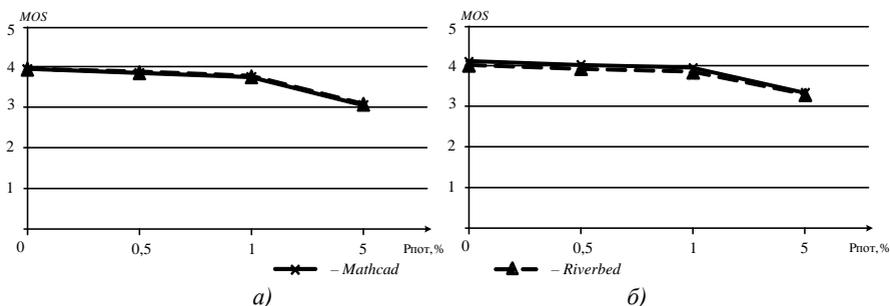


Рис. 2. Зависимости оценок *MOS* от вероятности потерь пакетов для речевых кодеков *G.723.1* (а) и *G.729* (б), полученные с помощью аналитического и имитационного моделирования системы *VoIP*

Представленные графики (рис. 2) позволяют сделать вывод о том, что результаты аналитического и имитационного моделирования процесса передачи РС в сетях с КП практически совпадают. При исследовании зависимости оценок *MOS* при разных значениях средней временной задержки для некоторых речевых кодеков сохраняется высокая степень корреляции оценок, полученными аналитически и на основе имитационного моделирования. Все это говорит о целесообразности применения имитационного моделирования при проектировании, научных исследованиях и в учебном процессе.

Список литературы

1. Рекомендация МСЭ-Т Е.802. Принципы и методики определения и применения параметров QoS. – 2007–02. – Женева : ITU-T, 2009. – 38 с.
2. Рекомендация МСЭ-Т G.107. Е-модель – вычислительная модель, используемая при планировании передачи. – 2015–06. – Женева : ITU-T, 2017. – 30 с.
3. ITU-T Recommendation G.113. Transmission impairments due to speech processing. – 2007–11. – Geneva : ITU-T, 2008. – 26 p.

Материал поступил в редколлегию 18.09.19.

С.Н. Кихтенко

(г. Таганрог, Таганрогский институт им. А.П.Чехова
(филиал) «РГЭУ (РИНХ)»)

S.N. Kikhtenko (Taganrog, Taganrog Institute named after A.P. Chekhov (branch)
of the Rostov State Economic University "(RINH)")

ПРИМЕНЕНИЕ MATHCAD ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ЗАДАЧ НА ЗАНЯТИЯХ ПО АСТРОНОМИИ

APPLICATION OF MATHCAD IN MODELING TASKS IN ASTRONOMY LESSONS

Рассмотрены возможности использования Mathcad для моделирования астрономических задач в педагогическом вузе.

The possibilities of using Mathcad for modeling astronomical problems in a pedagogical University are considered.

Ключевые слова: движение, планеты, астрономия, моделирование.

Keywords: motion, planets, astronomy, simulation.

При подготовке будущих учителей физики и астрономии, наряду с традиционными методами преподавания (лекции, практические и семинарские занятия, лабораторные работы), мы стараемся применять в учебном процессе и современные компьютерные технологии. Это касается и использования сети Интернет, электронных библиотечных систем, виртуальных лабораторий и т.д. Для упрощения численных, аналитических расчетов при выполнении лабораторных и курсовых работ, выполнении индивидуальных заданий, визуализации полученных результатов, моделирования физических процессов и явлений нами используется программа Mathcad [1,2], которая обладает достаточно простым интерфейсом и, в то же время, прекрасными вычислительными и графическими возможностями [3].

При изучении астрономии студентам предлагается курс по выбору «Моделирование астрономических задач», который следует за базовой дисциплиной «Астрономия», в связи с чем имеются все необходимые теоретические и практические знания и навыки. Наряду с собственными разработками нами используются различные наработки других авторов по компьютерному моделированию физических и астрономических процессов и явлений. Это, прежде всего, задачи небесной механики, такие как уравнения движения планет и Луны в гелиоцентрических и геоцентрических системах координат, численное моделирование орбит небесных тел, законы Кеплера и другие [4,5]. При моделировании движений небесных тел используются как полярные, так и декартовы системы координат. Причем многие модели, представленные в виде анимаций, могут быть использованы на занятиях по

классической механике при изучении движения тел в центральном поле и их относительных движений.

Ввиду того, что астрономия стала обязательным предметом для изучения в школе лишь последние два года, студенты старших курсов, приходя в высшую школу, имели весьма скудный запас астрономических знаний. Это в полной мере относилось и к знаниям о Солнечной системе, о небесных телах, её населяющих, их видимых и действительных движениях, тем более, что видимые движения нижних планет, т.е. находящихся ближе к Солнцу, чем Земля, заметно отличаются от движения верхних, т.е. более удаленных от Солнца, чем наша планета [6].

В качестве примера рассмотрим моделирование основных конфигураций планет при движении вокруг Солнца. При их изучении и объяснении многие студенты испытывают затруднения. Модели характерных конфигураций (наибольшие элонгации, соединения, противостояния, квадратуры) рассматриваются в двух вариантах, когда Земля неподвижна, а планеты движутся (относительное движение), или, когда все планеты, включая Землю, находятся в движении вокруг Солнца. В том и другом случае, с целью упрощения, орбиты считаются не эллиптическими, а круговыми.

Ниже, на рисунке 1, показана одна из иллюстраций к таким заданиям – конфигурации нижних и верхних планет в полярной системе координат. Для нижних планет: Меркурий (М) – в нижнем соединении, Венера – в наибольшей западной элонгации. Для верхней планеты: Марс – в восточной квадратуре.

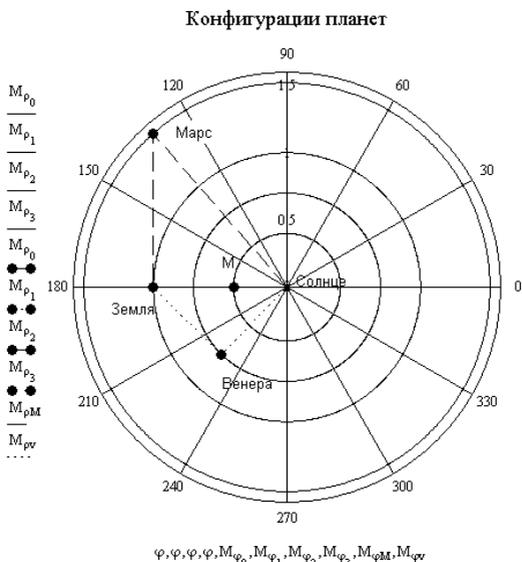


Рис. 1. Конфигурации нижних и верхних планет в полярной системе координат

Прямоугольные треугольники в виде прерывистых линий позволяют определять геоцентрическую долготу планет (угол при Земле) и разность гелиоцентрических долгот планет (угол при Солнце) в основных конфигурациях. Радиальная координата задает расстояние планеты от Солнца в астрономических единицах, т.е. полностью сохраняется масштаб Солнечной системы.

Из опыта работы следует, что наибольший интерес у студентов вызывает возможность создания анимационных роликов в Mathcad, с последующим их сохранением как видеофайлов, которые можно демонстрировать в школе на уроках по астрономии во время прохождения педагогической практики или, работая учителем, после окончания института, вне зависимости от того, имеется ли в наличии программа Mathcad.

Как показывает практика, в результате построения предлагаемых моделей у студентов формируется необходимый навык разностороннего подхода к решению основных образовательных задач по соответствующим разделам астрономии, что способствуют более глубокому пониманию и прочному усвоению изучаемых закономерностей, а также в значительной степени позволяет облегчить объяснение изучаемых тем обучающимся при дальнейшей работе в качестве учителя физики и астрономии в школе.

Список литературы

1. *Кихтенко, С.Н.* Моделирование физических процессов в Mathcad при изучении электродинамики // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – 2018. – С. 119-121.
2. *Кихтенко, С.Н.* Применение пакета Mathcad при изучении тепловых процессов // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – 2018. – С. 122-124.
3. *Кирьянов, Д.В.* Mathcad 15/ Mathcad Prime 1.0. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.
4. *Поршнев, С.В.* Компьютерное моделирование физических процессов с использованием пакета MathCad: учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 252 с.
5. *Монтенбрук, О.* Астрономия на персональном компьютере/ О. Монтенбрук, Т. Пфлегер. –СПб.: Питер, 2002. –322с.
6. *Чаругин, В.М.* Классическая астрономия: учебное пособие. – М.: Прометей, 2013. – 214 с.

Материал поступил в редколлегию 12.10.19.

А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко

(г. Таганрог, Инжиниринговый центр приборостроения, радио- и микроэлектроники ЮФУ)

A.A. Kulakova, E.B. Lukanenko (Taganrog, Engineering center of instrument making, radio- and microelectronics, Southern federal university)

СИНТЕЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ТРИГГЕРОВ НА КМОП-ТРАНЗИСТОРАХ

THE SYNTHESIS OF MEMORY ELEMENTS FOR CMOS CIRCUITS

Приведены двухступенчатые триггеры, синтезированные на КМОП – транзисторах. Триггеры реализованы на основе «слабой» защелки и симметричной управляющей схемы. Представлены результаты сравнения приведенных триггеров по энергоэффективности, выявляющие преимущества синтезированных элементов перед схемами на стандартных логических элементах.

Two-stage triggers synthesized on CMOS-transistors are given. Triggers are based on a “weak” latch and a symmetrical control circuit. The results of comparing the above triggers for energy efficiency are presented, revealing the advantages of synthesized elements over circuits based on standard logic elements.

Ключевые слова: D-триггер, JK-триггер, E-триггер, стандартный логический элемент, рассеиваемая мощность, быстрдействие схемы, энерготопологический критерий, схемотехническое моделирование.

Keywords: D-flip-flop, E-flip-flop, JK-flip-flop, standard logic element, power dissipation, performance of the circuit, energy-topological criterion, the circuit simulation.

Введение Элемент памяти является фундаментальным узлом для последовательностных интегральных схем (ИС). В [1] показана реализация элемента памяти на стандартных логических элементах ИЛИ-НЕ и И-НЕ. В литературе [1, 2] часто отмечают, что в задачи проектировщика входит правильное использование готовых триггеров, содержащихся в библиотеках САПР (т.е. работа на верхних уровнях иерархии с целью увеличения производительности труда), а не их разработка и синтез на транзисторном уровне (работа с нижними уровнями иерархии). Подробно рассматриваются не детали внутреннего устройства триггеров, а их классификация, характеристики и особенности функционирования. Однако, на практике нужны не просто логические схемы, выполняющие функции, соответствующие ее таблице истинности, а схемы, оптимизированные по тем или иным критериям. В [3] обращается внимание на то, что синтез ИС на транзисторном уровне способен убрать транзисторную избыточность, дать им преимущества по энергоэффективности среди аналогов. Поэтому целью проводимого исследования является совершенствование элементной базы

последовательных схем в пользу уменьшения числа используемых транзисторов с одновременным увеличением энергоэффективности синтезируемых узлов.

Ниже рассматриваются D-, JK-, и E-триггеры, реализованные в виде защелки, управляемой схемами на n-МОП (первая ступень) и p-МОП (вторая ступень) транзисторах [4]. Методы синтеза подобных схем рассмотрены в [5]. Предложенная конфигурация схем позволяет управлять обеими ступенями триггеров только прямым тактовым сигналом. Разработанные схемы показаны на рис. 1.

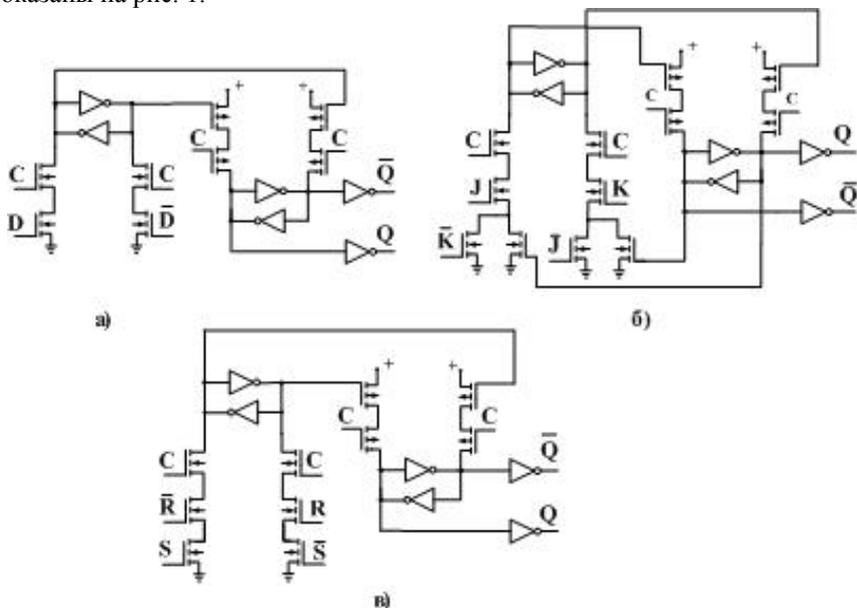


Рис. 1. Синтезированные на КМОП-транзисторах схемы: а – D-триггера, б – JK-триггера, в – E-триггера

Результаты схемотехнического моделирования Измерение параметров схем производилось в САПР OrCAD с моделями КМОП-транзисторов четвертого поколения BSIM4, что позволило снимать характеристики при напряжении питания, равном 3,3 В при использовании технологии 0,18 мкм [9]. Период повторения тактовых импульсов – 10 нс. Периметр и площадь областей стока и истока рассчитаны по методике, приведенной в [10]. Триггеры сравнивались по коэффициенту энергоэффективности [5], равному:

$$L = t_{з.р.} \cdot P_{ср.} \cdot N = A \cdot N \text{ [пДж} \cdot \text{шт]},$$

где $t_{з.р.}$ – средняя задержка распространения сигнала, $P_{ср.}$ – средняя рассеиваемая мощность, N – количество транзисторов в схеме, A – работа переключения.

Результаты сравнения параметров синтезированных схем со схемами на логических элементах [6-8] приведены на рис. 2.

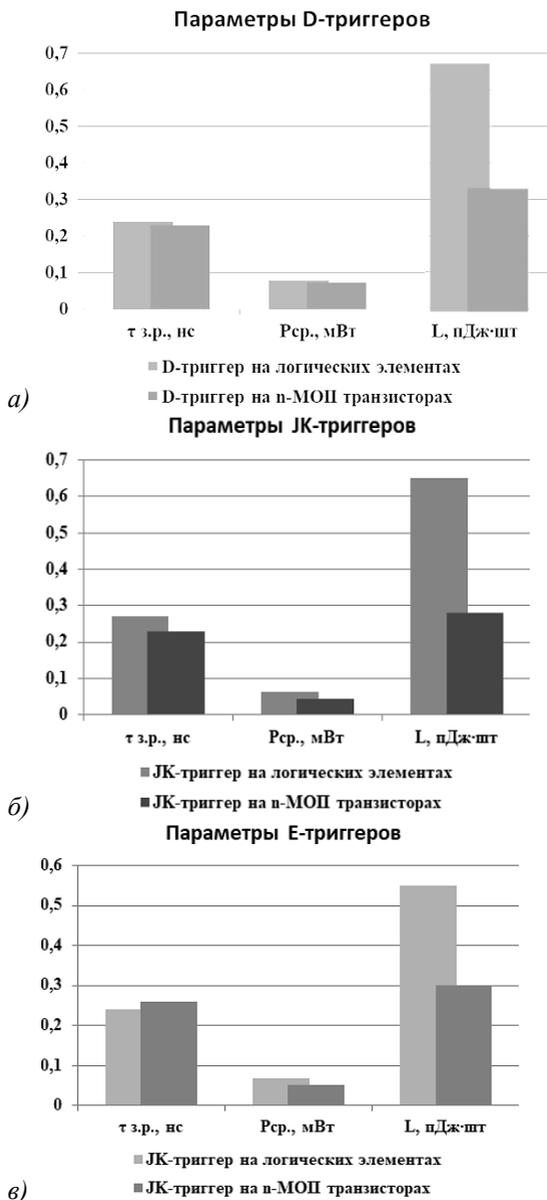


Рис. 2. Результаты сравнения параметров триггеров на логических элементах и на n-MOS транзисторах: а – D-триггер, б – JK-триггер, в – E-триггер

Выводы. В результате проведенного вычислительного эксперимента показано, что разработанные D-, JK-, E-триггеры превосходят по энерготопологическому критерию схемы аналогов на стандартных логических элементах в 2; 2,3 и 1,8 раза, соответственно.

Список литературы

1. Солонина, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB / А.И. Солонина, С.М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
2. Harris D., Harris S. Digital design and computer architecture. – USA – Elsevier, Inc., 2013. – 675 p.
3. Рабаи, Ж.М. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования/ Ж.М. Рабаи, А. Чандракасан, Б. Николитч. – 2-е изд. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2007. – 912 с.
4. Старых, А.А. Метод синтеза запоминающих элементов самосинхронных схем. // Нано- и микросистемная техника. – 2016. – Т. 18. – №3. – с. 166 – 172.
5. Старых, А.А. Метод синтеза функциональных блоков комбинационных схем с использованием минтермов и макстермов // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – Выпуск 2–3 (236–237). – С. 63 – 69.
6. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 528 с.
7. Бойко, В.И. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства/ В.И. Бойко, А.Н. Гуржий, А.А. Жуйков. – СПб.: БХВ – Петербург, 2004. – 512 с.
8. Зельдин, Е.А. Триггеры. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 96 с.
9. Денисенко, В.В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и нанoeлектронике. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 408 с.
10. Ракутин, В.В. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах. – Москва, 2007. – 307 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028213ade384.33198497
УДК 621.396

А.Г. Коркин, К.Л. Цвилов
(г. Орел, Академия ФСО России)
A.G. Korkin, K.L. Zvirov (Oryol, Academy of the Federal Security Service of Russia)

МОДЕЛЬ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ РАДИОДОСТУПА

MODEL OF SERVICE AREA OF THE NETWORK OF RADIO ACCESS

При планировании сети радиодоступа основной задачей является оценка пространственно-энергетических характеристик зоны обслуживания. Представлен подход к моделированию зоны обслуживания при регулировании скорости передачи за счет адаптивного выбора схемы модуляции и кодирования.

When planning a radio access network, the main task is to assess the spatial and energy characteristics of the service area. An approach to modeling the

service area in the regulation of the transmission rate due to the adaptive selection of modulation and coding schemes is presented.

Ключевые слова: зона обслуживания, вероятность связи.

Keywords: service area, probability of communication.

В кризисных ситуациях и при проведении специальных мероприятий в интересах государственных органов из районов, неподготовленных в отношении связи, обеспечивается развертывание системы радиосвязи на основе современных технологий беспроводного широкополосного доступа (БШД) для оперативного предоставления информации абонентам.

Для обеспечения высокой скорости передачи данных в технологиях БШД используются адаптивные схемы модуляции и кодирования (СМК), формирующие различные градации скорости передачи. При выполнении требований по качеству связи передача информации с определенной градацией скорости зависит от пространственно-энергетических характеристик радиосигнала.

Для решения задачи обеспечения качества обслуживания в зоне обслуживания необходима разработка модели функционирования сети радиодоступа, однозначно связывающей качество приема информации с пространственно-энергетическими характеристиками радиосигналов при регулировании скорости передачи данных.

Качество обслуживания абонентов в сетях связи с подвижными объектами определяется вероятностью связи с требуемой достоверностью или вероятностью уверенного приема сигналов в предоставленном канале [1]. Для оценки вероятности уверенного приема сигналов в зоне обслуживания используются два показателя. Первый из них характеризует вероятность уверенного приема сигналов на границе зоны обслуживания (ЗО) круговой формы, т. е. вероятность уверенного приема на предельной дальности зоны обслуживания. Второй показатель характеризует усредненную по ЗО вероятность уверенного приема сигналов.

Моделирование ЗО с учетом регулирования скорости передачи данных за счет адаптивного изменения СМК будем осуществлять концентрическим делением на субзоны. Деление на субзоны осуществим так, чтобы в них обеспечивались одинаковые вероятности уверенного приема на их внешних границах, т.е. найдем множество значений внешних радиусов кольцевых субзон $\vec{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$, на которых вероятности уверенного приема одинаковы и равны требуемым значениям:

$$P_{\text{св гр}}(r_i) = P_{\text{св гр доп}}, \quad i = \overline{1, M}. \quad (1)$$

Как известно [1, 2], вероятность уверенного приема сигналов на границе зоны обслуживания $P_{\text{св гр}}$ определяется выражением

$$P_{\text{св гр}} = P[S > S_{\text{мин}}] = \int_{S_{\text{мин}}}^{\infty} p(S) dS = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{S_{\text{мин}i} - S_m}{\sigma_s \sqrt{2}} \right) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}(a_r),$$

а вероятность обеспечения связи с требуемой достоверностью в ЗО круговой формы –

$$P_{\text{св ЗО}} = F_{u \text{ кр}}(0, R) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}(a_r) + \exp \left(\frac{2a_r b + 1}{b^2} \right) \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{a_r b + 1}{b} \right) \right] \right] = \\ = \frac{1}{2} P_{\text{св гр}}(r_i) + \frac{1}{2} \exp \left(\frac{2a_r b + 1}{b^2} \right) \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{a_r b + 1}{b} \right) \right],$$

где

$$a = (S_{\text{мин}} - \alpha) / \sigma_s \sqrt{2},$$

$$\operatorname{erf}(a_r) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{a_r} e^{-t^2} dt,$$

$$b = \left(10 \gamma \log \left(\frac{d}{R} \right) \right) / \sigma_s \sqrt{2} = 10 \gamma \frac{\lg e}{\sigma_s \sqrt{2}},$$

$S_{\text{мин}i}$ – минимальный требуемый уровень сигнала на приеме для данных показателей качества, равный чувствительности приемника $R_{\text{пр}mi}$ для i -й скорости передачи информации; S_m – средняя мощность сигнала на приеме с учетом логнормальных замираний; α – постоянная величина, зависящая от мощности передатчика, коэффициентов усиления антенн, потерь в фидере и т.д.; γ – показатель ослабления сигнала; σ_s – среднеквадратическое отклонение уровня сигнала; d – расстояние между базовой и мобильной станциями; R – радиус ЗО.

Если $S_{\text{мин}i}$ – это чувствительность приемника при скорости передачи $V_{\text{бит}i}$, то можно определить часть зоны обслуживания, в которой можно передавать сигнал со скоростью $V_{\text{бит}i}$ из набора скоростей при обеспечении требуемой достоверности.

Для определения радиусов субзон, в которых можно передавать информацию с различными градациями скорости при обеспечении требуемой достоверности:

определяем исходные данные для моделирования, которые включают в себя параметры системы радиодоступа и среды распространения для возможного сценария развертывания сети БШД;

определяем вероятность уверенного приема сигналов на границе зоны обслуживания $P_{\text{св гр доп}}$ для заданной вероятности уверенного приема $P_{\text{св ЗО зад}}$;

определяем требуемое значение чувствительности приемника, которое необходимо при работе на i -й скорости;

определяем максимально допустимые потери сигнала $L_{P_i \max}$ на трассе распространения для i -й скорости передачи информации в параметрах в соответствии с используемой системой беспроводного доступа.

Сравнивая полученное значение $L_{P_i \max}$ на трассе распространения сигнала со значением потерь в тракте $\overline{L_p}(d)$, рассчитанные по модели потерь в тракте, определяем радиус r_i субзоны круговой формы, в которой можно передавать информацию со скоростью $V_{\text{бит}i}$ с заданной достоверностью. Данный радиус $r_i \in \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ равен максимальному расстоянию от базовой станции, которое определяет долю от всей площади ЗО круговой формы, в которой возможна передача со скоростью $V_{\text{бит}i}$ при выполнении условия выражения 1.

При концентрическом делении ЗО субзоны будут ограничиваться не только своим внешним радиусом r_i , но и внутренней окружностью с радиусом r_{i-1} , равным внешнему радиусу субзоны круговой формы, в которой возможна передача со скоростью $V_{\text{бит}i-1}$, а найденные значения внешних радиусов $r_i \in \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ будут определять границы переключения скоростей передачи в ЗО в зависимости от расстояния до терминального оборудования при обеспечении заданных показателей качества обслуживания.

Предложенная модель позволяет количественно оценить расстояния от базовой станции до терминального оборудования, на которых можно передавать информацию на заданных скоростях и границы их переключений при выполнении требований по качеству обслуживания для различных условий функционирования, а также среднюю скорость передачи информации в зоне обслуживания при регулировании скорости передачи данных за счет адаптивного выбора схемы модуляции и кодирования.

С помощью предложенной модели также можно определять энергетические параметры системы БШД, требуемые для удовлетворения заданных показателей качества обслуживания на требуемой площади зоны обслуживания.

Список литературы

1. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ/ под ред У.К. Джейкса: пер. с англ. – М.: Связь, 1979.– 349 с.
2. Vijay K. Garg. Wireless communications and networking. – Elsevier Inc . 2007. – 931 p.

Материал поступил в редколлегию 25.09.19.

В.А. Магнитский

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

V.A. Magnitskiy (Cheboksary, Chuvash State University)

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИМО КАНАЛА СЕТЕЙ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ В СИСТЕМЕ MATLAB SIMULINK

SIMULATION OF MIMO CHANNEL OF FIFTH GENERATION NETWORKS IN MATLAB SIMULINK SYSTEM

В статье описывается модель Simulink аппаратной части системы беспроводной связи МИМО. Модель включает в себя CRC генератор, QPSK, OFDM модулятор и антенные решетки на передатчике и приемнике. Представленная модель делает возможным моделирование дорогостоящей приёмопередающей аппаратуры системы МИМО, а также иллюстрирует возможности Simulink.

The article describes the Simulink model of the hardware of the MIMO wireless communication system. The model includes a CRC generator, QPSK, OFDM modulator, and antenna arrays at the transmitter and receiver. The presented model makes it possible to simulate the expensive transmit-receive equipment of the MIMO system, and also illustrates the capabilities of Simulink.

Ключевые слова: моделирование, MATLAB, Simulink, 5G, МИМО.

Keywords: simulation, MATLAB, Simulink, 5G, MIMO.

Возрастающие требования к увеличению скорости передачи данных и малой величине задержки подтолкнули к разработке и внедрению сетей пятого поколения. Для ускорения процесса разработки и внедрения оборудования систем связи производится предварительная компьютерная симуляция или применяется программно-определяемая радиосистема [1]. В случае компьютерной симуляции почти во всех случаях система связи моделируется грубыми моделями аппаратного обеспечения и базовой физики. Аппаратное обеспечение (например, антенны) основано на детальном электромагнитном моделировании, но не принимает во внимание системные аспекты. В работе излагается особенность моделирования работы оборудования приёма и передачи системы МИМО, которая позволяет существенно повышать скорость передачи данных по беспроводному каналу мобильных сетей, сравнимую с волоконно-оптическими линиями связи [2,3], на основе MATLAB Simulink. Цель исследования заключается в том, чтобы иметь возможность непосредственно увидеть влияние разработки компонентов или архитектуры на показатели производительности на уровне системы.

На рис. 1 приведена схема для моделирования системы 5G на многолучевом релейном канале МИМО.

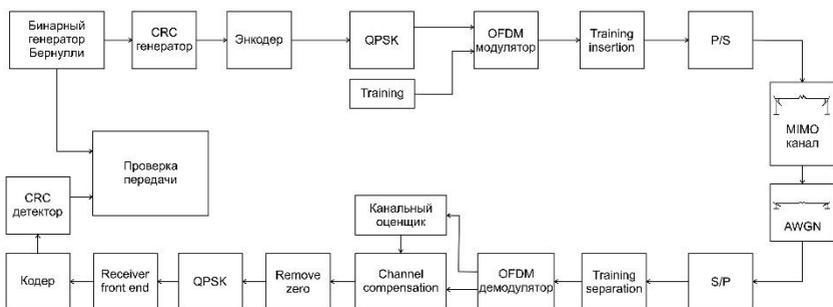


Рис. 1. Схема для моделирования системы 5G с применением канала MIMO

В схеме модели сети 5G блоки MIMO и AWGN выполняют фильтрацию входного сигнала через канал многолучевого распространения MIMO. Система моделирования позволяет использовать любое целое положительное число антенн. По умолчанию устанавливается MIMO 2x2. В настоящее время станции работают с конфигурацией MIMO 4x4 и 8x8, а в скором времени в 5G предполагается использование технологии Massive MIMO до 64Т64R. Передающая сторона имеет делитель потоков, который разделяет данные, предназначенные для передачи на несколько низкоскоростных подпотоков, число которых зависит от числа антенн [4].

Конечной точкой модели является блок проверки передачи, в котором вычисляется коэффициент битовых ошибок и отображается на экране. Таким образом появляется возможность непосредственно увидеть влияние компонентов или архитектуры сети на показатели производительности на уровне системы. При проектировании сетей связи данный этап создает условия для оптимизации таких компонентов системы, как свойства материала или физические размеры антенн и т.д.

Список литературы

1. Чумаров, С.Г., Милкин, Ю.С. Особенности реализации и применения программно-определяемых радиосистем // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2019. – С. 442-443.
2. Чумаров, С.Г. Пропускная способность волоконно-оптических информационно-измерительных систем // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Международной научно-практической конференции – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – С. 201-202.
3. Чумаров, С.Г., Фарфоровский, Д.Б. Пропускная способность оптоволоконных линий связи //Сборник научных трудов молодых ученых и специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. – С.83-87.
4. Магнитский, В.А., Чумаров, С.Г. Реализация технологии MIMO в сетях нового поколения 5G // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы II Междунар. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. –С. 226-231.

Материал поступил в редколлегию 01.10.19.

В.Р. Мукаева, Е.В. Парфенов, Г.Р. Мукаева
(г. Уфа, Уфимский государственный авиационный технический университет)
V.R. Mukaeva, E.V. Parfenov, G.R. Mukaeva
(Ufa, Ufa State Aviation Technical University)

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ
НА ЗАНЯТИЯХ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИМ ДИСЦИПЛИНАМ
КАК СТУПЕНЬ ФОРМИРОВАНИЯ СОВРЕМЕННОГО
СПЕЦИАЛИСТА**

**MODELING OF PHYSICAL PROCESSES AT THE CLASSES
OF ELECTRICAL ENGINEERING DISCIPLINES
AS A STEP OF FORMATION OF A MODERN SPECIALIST**

Рассмотрен вопрос моделирования электрического поля коаксиального кабеля для формирования у студентов компетенции способности применять естественнонаучные знания и методы компьютерного моделирования в инженерной деятельности.

The issue of modeling the electric field of a coaxial cable for the formation of students' competence in the ability to apply natural science knowledge and computer modeling methods in engineering is considered.

Ключевые слова: модель электрического поля, электромагнитная совместимость, обучение студентов.

Keywords: electric field model, electromagnetic compatibility, student teaching.

Современное образование направлено не только на формирование базовых знаний учащихся по предмету, но и на развитие умения самостоятельно получать и совершенствовать их. Развитие универсальных способностей и личностных качеств студентов приводит к необходимости организовывать образовательный процесс в рамках компетентного подхода, который предполагает наличие знаний, необходимых для жизни и деятельности в различных сферах производства.

Как известно, электротехника - это наука о процессах, связанных с практическим применением электрических и магнитных явлений.

Непрерывное расширение области применения электрической энергии предполагает внедрение электротехники во все отрасли производства. Эта ситуация требует обеспечения глубокой профессиональной подготовки специалистов, формирование которых, прежде всего, происходит в технических вузах.

Надо отметить, что для того, чтобы сформировать из студента будущего знающего и инициативного инженера, в течение всего периода обучения очень важно поддерживать состояние заинтересованности студентов, конкретизируя учебный материал примерами применения предлагаемых знаний, исследований или решений.

На кафедре "Электротехника" УГАТУ одним из направлений при выполнении практических работ является моделирование и анализ электростатического поля, стационарного поля постоянного тока, магнитостатического поля, а также электромагнитного поля с применением программного комплекса EICut (<https://elcut.ru>). Одна из современных проблем, которую позволяет решать программное моделирование и исследование это электромагнитная совместимость электронных средств.

На рис.1 изображено продольное сечение одного из рассматриваемых на практических занятиях объектов - коаксиального кабеля.



Рис. 1. Картина поля коаксиального кабеля

Моделируемая область вблизи края коаксиального кабеля покрыта сеткой. Жила кабеля выступает из оболочки. На первом этапе моделирования исследуется цилиндрический край оболочки, на втором проводится закругление оболочки для снижения напряженности поля вблизи ее края.

Жила и оболочка (экран) являются идеальными проводниками ($\sigma_{ж}=\infty$), а относительная диэлектрическая проницаемость межэлектродного пространства $\epsilon=1$.

В результате выполнения работы студенты должны: 1) знать методы анализа поля заряженных электродов в цилиндрических координатах; 2) уметь решать на ЭВМ краевую задачу с граничными условиями второго рода; 3) уметь рассчитывать частичные емкости в плоскомеридианном поле края кабеля.

Таким образом, освоение материала практикума способствует формированию у студентов компетенцию способности применять естественнонаучные и общеинженерные знания, методы математического анализа и моделирования в инженерной деятельности, связанной с разработкой, проектированием, конструированием, технологиям производства приборов и комплексов широкого назначения.

Список литературы

1. Гусейнова, Т.И. Программно-методический комплекс для проведения занятий по теории электромагнитного поля/ Т.И. Гусейнова, Е.В. Парфенов // НИТЭ-2003: матер. VI междунар. науч.-метод. конф. – Астрахань: Изд. АГТУ, 2003. – С. 62-65.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028213e0cf37.35780009
УДК 621.372.542.2

А.В. Пивторак, А.А. Малаханов

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
A.V. Pivtorak, A.A. Malakhanov (Bryansk, Bryansk State Technical University)

ВАРИАНТ СИНТЕЗА ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА В ПРОГРАММНОМ ПАКЕТЕ SCILAB

VARIANT SYNTHESIS DIGITAL FILTER IN THE SOFTWARE SCILAB

Представлен вариант получения коэффициентов цифрового КИХ-фильтра с помощью программного пакета Scilab, проверена работоспособность синтезированного фильтра на собранном стенде.

The variant of obtaining the coefficients of the digital FIR filter with a software package Scilab, tested the performance of the synthesized filter on the assembled stand.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, КИХ-фильтр, Scilab.

Keywords: digital signal processing, FIR filter, Scilab.

Одной из задач цифровой обработки сигналов является построение цифрового фильтра. Различают цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) и с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) [1]. Для реализации цифрового фильтра на микроконтроллере необходимо найти его коэффициенты – импульсную характеристику.

Процедура синтеза коэффициентов упрощается с применением специализированного программного обеспечения, которое позволяет в интерактивном режиме задать все необходимые параметры фильтра, и оценить корректировку этих параметров на ЛАЧХ фильтра.

В данной работе представлен вариант синтеза цифрового КИХ-фильтра в программном пакете Scilab. Данная программа распространяется бесплатно, что позволяет ее свободно использовать как в учебном процессе, так и при проектировании электронных систем.

Для построения фильтров в Scilab используется пакет обработки сигналов (Signal Processing). В этот пакет входят инструменты для визуализации, анализа и фильтрации сигналов во временной и частотной областях. Функция `wfir_gui()` вызывает графический интерфейс пользователя, который можно использовать для интерактивного проектирования КИХ-фильтров (рис. 1).

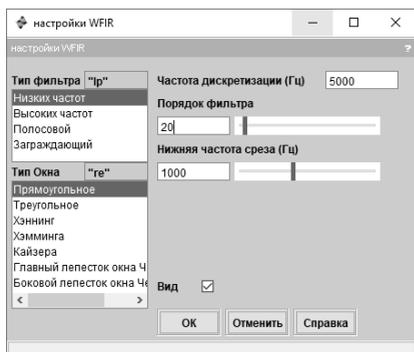


Рис. 1. Окно настроек КИХ-фильтра

должны присутствовать гармоники 300 и 900 Гц. Результат фильтрации представлен на рис. 2.

В данном окне задаются основные параметры фильтра. Спроектируем КИХ-фильтр низких частот 20 порядка с частотой среза 1кГц.

Проверим работоспособность фильтра на собранном стенде. Стенд состоит из отладочной платы на микроконтроллере STM32 Discovery, дисплея и клавиатуры. На данном стенде реализован генератор сигналов и цифровой фильтр. На вход фильтра подается меандр с частотой 300 Гц (гармоники: 300, 900, 1500, 2100, 2700 Гц). Так как частота среза фильтра 1кГц, то в выходном сигнале

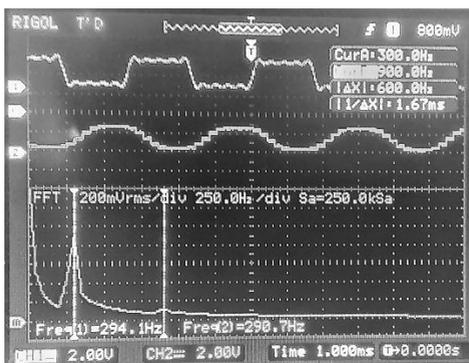


Рис. 2. Входной сигнал, выходной сигнал, БПФ выходного сигнала (сверху-вниз)

Программный пакет Scilab можно эффективно использовать при цифровой обработке сигналов. Программа позволяет получить коэффициенты цифрового фильтра с заданными параметрами. Работоспособность синтезированного КИХ-фильтра проверена на собранном стенде.

Список литературы

1. Солонина, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB / А.И. Солонина, С.М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

С.В. Седых, Д.Г. Гадашев, А.Ю. Дракин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

S.V. Sedykh, D.G. Gadashev, A.Y. Drakin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ СВЕТОВОГО ПОТОКА В СВЕТОДИОДНЫХ ИСТОЧНИКАХ СВЕТА

METHODS OF REDUCING PULSATIONS OF LIGHT FLOW IN LED LIGHT SOURCES

Проведен анализ некоторых вариантов схемотехники, способствующих снижению пульсаций светового потока, а также выполнено моделирование наиболее простых и наглядных схем LED-светильника для более качественной оценки результата в виде приведенной зависимости коэффициента пульсаций от суммарной емкости конденсаторов, входящих в фильтрующие цепи.

The analysis of some circuitry options that contribute to reducing the ripple of the light flux is carried out, as well as the modeling of the simplest and most intuitive LED lamp circuits for a more qualitative assessment of the result in the form of the given dependence of the ripple coefficient on the total capacitance of the capacitors included in the filter circuit.

Ключевые слова: светодиод, энергосбережение, коэффициент пульсаций, моделирование, схемотехника, преобразователи напряжения.

Keywords: energy saving, ripple coefficient, modeling, circuitry, voltage converters.

Исследования в области светодиодной техники привели к широкому распространению светильников данного типа в силу их высокого потенциала по удельной плотности светового потока, энергоэффективности и надежности в сравнении со светильниками других типов [1, 2]. Массовое применение такого рода осветительной техники при питании светодиодов от однофазной сети переменного тока через преобразователи рода и величины тока, позволило выявить и целый ряд проблем, не позволяющих полностью использовать упомянутые потенциалы. Эти проблемы, в основном, заключаются в негативном использовании реактивных элементов и сложных преобразователей, которые также их содержат, соответственно это отражается определенной зависимостью на стоимости, надежности, габаритах, пульсациях светового потока и условиях эксплуатации.

В данном исследовании проведен анализ разных вариантов схемотехники светодиодных источников света, основанных на бездрайверной и драйверной технологиях, таких как: простейший LED-светильник; светодиодный модуль разработанный на АО «Кремний ЭЛ»; импульсные индуктивные понижающий и повышающий преобразователи. Также

проведено моделирование схем: простейшего LED-светильника с фильтрующими емкостями; с применением обратноходового преобразователя.

Добиться стандартизованного [3] коэффициента пульсаций (5%) возможно разными способами: от использования простых фильтров и выпрямителей со всевозможными балластами, до применения комбинированных и схмотехнически сложно построенных преобразователей, в совокупности с различными системами управления. Но разрабатывая светодиодный источник света, а соответственно подбирая для него элементную базу и тип преобразователя необходимо опираться на технико-экономическое обоснование того или иного решения.

Рассмотрим схему простейшего LED-светильника, построенной по схеме, состоящей из полупроводникового выпрямителя и токоограничивающего резистора, имеют коэффициент пульсаций до 99%. Для сравнения, люминесцентные лампы с электромагнитной пускорегулирующей аппаратурой — решение, признанное морально устаревшим, — имеют K_p около 35%. Это решение обладает максимально возможным коэффициентом пульсаций и сравнительно невысокими показателями эффективности преобразования электрической энергии в световой поток.

Небольшое усовершенствование схемы, позволило улучшить светимость и повысить КПД цепей питания и источника света в целом. Принцип заключается в понижении переменного напряжения, путем последовательного включения RC-цепочки, а затем оно поступает на диодный мост. После чего выпрямленное напряжение частично сглаживается конденсатором и через токоограничивающий резистор поступает на светодиоды.

В бездрайверных светильниках, выполненных по выше описанному решению, часть потребляемой мощности (порядка 25%) рассеивается на токоограничительном резисторе. Значительную часть периода колебаний в сети, когда мгновенное значение напряжения на каждом светодиоде меньше 1,5 В, цепочка светодиодов полностью закрыта и ток через светильник практически не течет. Кроме высоких потерь электроэнергии, такая особенность приводит к снижению коэффициента мощности до значений ниже 0,6. При потребляемой мощности до 5 Вт этот фактор не оказывает сколь либо значимого влияния, но с ростом мощности ситуация требует своего решения.

Один из вариантов повышения энергетической эффективности состоит в применении светодиодного модуля, разработанного на АО «Кремний ЭЛ», идея заключается в том, чтобы «наращивать» цепочку последовательно соединенных светодиодов по мере роста мгновенного значения напряжения питания. Такое решение позволяет минимизировать количество компонентов, исключая использование реактивных элементов (в частности, электролитических конденсаторов и дросселей), что дает следующие преимущества: высокую надежность; минимальные габариты; высокий КПД; высокий коэффициент мощности.

Американская компания Ixys производит ИМС для управления светодиодными сборками и светодиодами высокой яркости. Драйвер на основе СРС9909 имеет небольшие габариты и не требует больших денежных вложений. Благодаря наличию стабилизатора напряжения рабочий диапазон входного питания от источника постоянного тока, довольно большой. Минимальное падение напряжения на светодиодах – 10% от напряжения питания. Поэтому данная ИМС идеальна для подключения высоковольтных светодиодов. Она работает в широком температурном диапазоне, а значит пригодна для конструирования светодиодных ламп и светильников для наружного освещения.

Повышающий преобразователь, реализованный на микросхеме LM2698, содержит силовой каскад, рассчитанный на отдачу тока 1350 мА цепочке или массиву светодиодов. Если осуществляется управление массивом светодиодов, то контур обратной связи охватывает только первую цепочку светодиодов, стабилизируя ток, протекающий через светодиоды, на уровне 150 мА. Остальные 7 цепочек не имеют контура обратной связи и управляются посредством схемы токового зеркала, размещенной над каждой из цепочек.

Несмотря на всевозможные плюсы, описанных выше вариантов построения светодиодных источников, можно сказать, что все они имеют существенный недостаток в виде наличия в схеме электролитических конденсаторов большой емкости, уменьшающих пульсации напряжения, как на входе, так и на выходе драйвера. Этот фактор негативно влияет на стоимость, надежность, габариты конструкции.

Проведем анализ, с сопутствующим моделированием, влияния величины емкости фильтрующего конденсатора на коэффициент пульсаций светового потока. Для оценки рассмотрены 3 схемы, представленные на рис. 1.

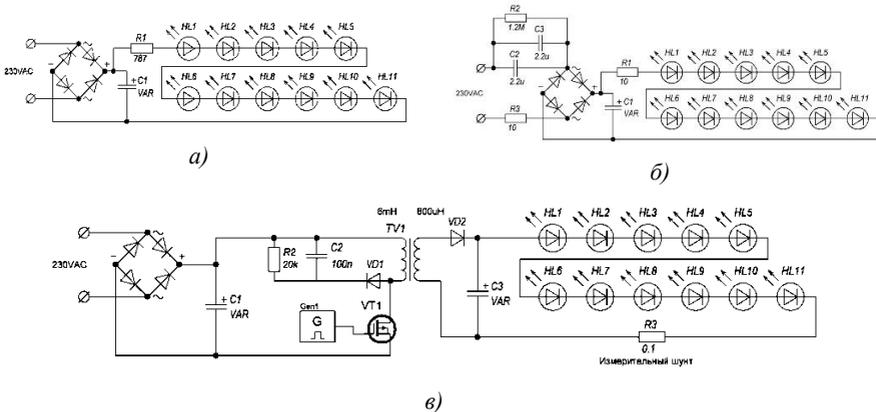
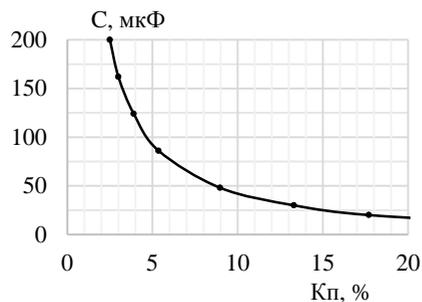
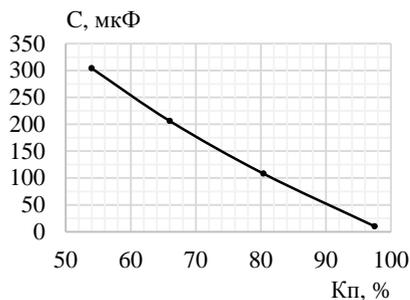


Рис.1 Схемы светодиодных источников света: (а) схема LED-светильника с фильтрующей емкостью, (б) усовершенствованный LED-светильник, (в) обратнoходовый понижающий преобразователь

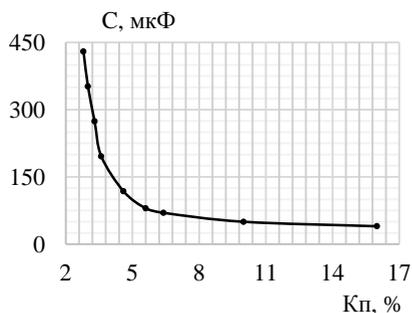
Фильтрующие конденсаторы С1 на рис.1(а, б), а также С1, С3 на рис.1(в) с параметром “VAR” будут изменяться во времени для построения зависимостей коэффициента пульсаций светового потока от емкости, входящих в цепи фильтрации, представленных на рис. 2.



а)



б)



в)

Рис. 2 Экспериментальные зависимости коэффициента пульсаций от емкости фильтрующих цепей

На рис. 2 под буквами (а) простейший LED-светильник с конденсатором, (б) модернизированный LED-светильник, (в) обратноходовый понижающий преобразователь.

Из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что применение импульсных преобразователей напряжения способствует снижению величин емкостей электролитических конденсаторов [4], соответственно дальнейшая работа будет связана с поиском схемотехнических решений основанных на импульсно-модуляционных преобразователях.

Список литературы

1. Махлин, А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1.
2. Сравнение светодиодных ламп с люминесцентными, галогенными и лампами накаливания [Электронный ресурс]. – Электрон. текст. и граф. данные. – URL: http://svetlix.ru/articles/lamps_comparison.
3. ГОСТ 17677-82. Светильники. Общие технические условия. – Москва: Изд-во стандартов, 2002. – 69 с.
4. Вставская, Е.В. Построение источников тока для питания светодиодов на базе структуры обратноходового преобразователя / В.И. Константинов, М. Пожидай // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – №1.

Материал поступил в редколлегию 21.10.19.

А.А. Скворцов

(г. Саратов, Саратовский государственный технический
университет им. Ю.А. Гагарина)

A. A. Skvortsov (Saratov, Saratov state technical university named after Gagarin Y. A.)

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПРЕДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПО КООКСИАЛЬНО-СЕКТОРНОМУ ВОЛНОВОДУ

TO THE DEFINITION OF BREAKDOWN POWER TRANSMITTED THROUGH COAXIAL-SECTOR WAVEGUIDE

Получено квазианалитическое выражение для расчета предельной мощности, переносимой основной волной по коаксиально-секторному волноводу с однородным диэлектрическим заполнением. Приводятся результаты квазианалитического расчета нормированной предельной передаваемой по полному коаксиально-секторному волноводу мощности при различных значениях его геометрических размеров и рабочей длины волны, которые могут быть использованы при построении СВЧ-устройств различного назначения, выполненных на основе рассматриваемой направляющей системы.

Quasi-analytical expression for calculation of breakdown power transmitted by the dominant mode of coaxial-sector waveguide with homogeneous dielectric filling is obtained. Results of quasi-analytical calculation of normalized breakdown power, transmitted by hollow coaxial-sector waveguide for different values of its geometrical sizes and operating wavelength, which can be used in building microwave devices of different application performed on the basis of considered transmission system are represented.

Ключевые слова: предельная мощность, основная волна, коаксиально-секторный волновод, прямоугольный волновод, квазианалитическая методика.

Keywords: breakdown power, dominant wave, coaxial-sector waveguide, rectangular waveguide, quasi-analytical technique.

Интерес разработчиков радиоэлектронной аппаратуры к исследованию электродинамических параметров коаксиально-секторного волновода (КСВ) обусловлен тем, что он обладает рядом преимуществ по сравнению с направляющими системами (НС) простых поперечных сечений и находит широкое применение в качестве базовых элементов микроволновых устройств различного назначения [1–3]. Одним из важных электродинамических параметров, связанных с оценкой практической пригодности применения КСВ для построения тех или иных СВЧ-систем, является предельная мощность, передаваемая по нему основной волной.

Определение предельной мощности, переносимой основной волной по

КСВ, на основе точного аналитического решения внутренней краевой задачи электродинамики затруднено из-за сложной конфигурации поперечного сечения рассматриваемой НС, поэтому для решения волнового уравнения необходимо применять численные или квазианалитические (приближенно-аналитические) методы. В отличие от более универсальных численных подходов, связанных с использованием громоздкого математического аппарата, затрудняющего применение полученных результатов для практических целей, квазианалитические методики (КМ) обладают наглядностью, возможностью выявить общие закономерности распространения электромагнитных волн в КСВ и сравнительной простотой вычислений [1, 4–7].

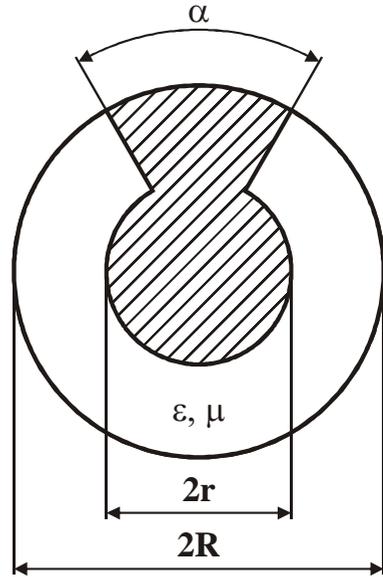


Рис. 1. Поперечное сечение КСВ

Исследование структуры поля основной волны, распространяющейся в КСВ показало, что данную НС можно рассматривать как прямоугольный волновод (ПрВ), свернутый в поперечной плоскости по дуге окружности, у которого размер широкой стенки равен $(\pi - \alpha/2)(R + r)$, а узкой – $R - r$ [4–7]. С учетом сказанного предельную мощность, переносимую основной волной по КСВ с однородным диэлектрическим заполнением, можно рассчитать, используя известную методику определения пропускной способности ПрВ [8], по формуле

$$P_{\text{пред}} = \frac{E_{\text{проб}}^2 (\pi - \alpha/2)(R^2 - r^2)}{4Z_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c1}}\right)^2}, \quad (1)$$

$$\text{где} \quad \lambda_{c1} = (2\pi - \alpha)(R + r)\sqrt{\epsilon\mu} \quad (2)$$

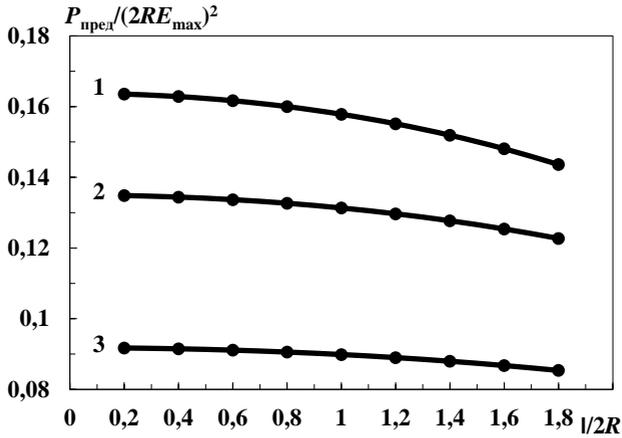
– критическая длина основной волны КСВ с однородным диэлектрическим заполнением [4];

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu\mu_0}{\epsilon\epsilon_0}} = Z_0 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}, \quad (3)$$

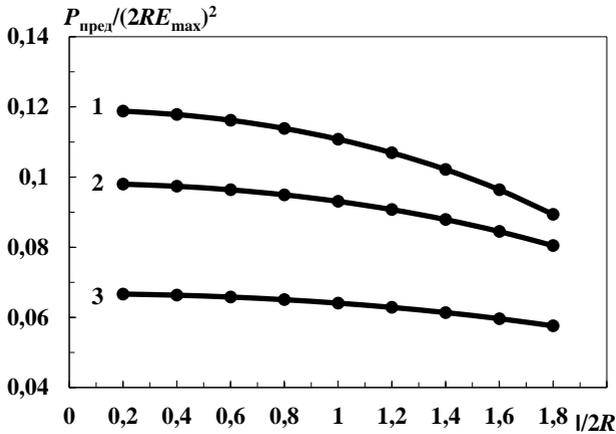
– характеристическое сопротивление диэлектрического материала, заполняющего КСВ;

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4)$$

– характеристическое сопротивление воздушного заполнения; $E_{\text{проб}}$ – амплитуда напряженности электрического поля основной волны в КСВ, при которой наступает пробой; ϵ и μ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала, заполняющего КСВ.



a)



б)

Рис. 2. Зависимость нормированного коэффициента затухания в металлических стенках КСВ от $\lambda/2R$ при $\alpha=30^\circ$ (а) и $\alpha=120^\circ$ (б) и различных r/R : 1 – $r/R=0,3$; 2 – $r/R=0,5$; $r/R=0,7$

Анализ выражений (1)–(4) показывает, что предельная мощность, переносимая основной волной по КСВ, зависит как от размеров его поперечного сечения и электрофизических свойств диэлектрического заполнения, так и от рабочей длины волны.

На основе рассмотренной выше КМ проведен расчет предельной

передаваемой по КСВ мощности при различных значениях его геометрических размеров, электрофизических параметров однородного диэлектрического заполнения и рабочей длины волны. В качестве примера, дающего наглядное представление о характере изменения пропускной способности КСВ ($\varepsilon = \mu = 1$), на рис. 2 представлены результаты квазианалитического расчета нормированной предельной мощности, переносимой основной волной по рассматриваемой НС, полученные по формулам (1)–(4) при различных значениях α , r/R и $\lambda/2R$. Как видно из рис. 2, при $\alpha = \text{const}$ с уменьшением отношений r/R и $\lambda/2R$ повышается пропускная способность КСВ. Из рис. 2 также следует, что при $r/R = \text{const}$ и $\lambda/2R = \text{const}$ с уменьшением α увеличивается нормированная предельная передаваемая по КСВ мощность.

Таким образом, полученное в настоящей работе соотношение, позволившее установить в явном виде квазианалитическую зависимость предельной мощности, передаваемой основной волной по КСВ, от его геометрических размеров, электрофизических параметров однородного диэлектрического заполнения и рабочей длины волны, может быть использовано при разработке СВЧ-устройств, выполненных на основе анализируемой НС.

Список литературы

1. Коломейцев, В.А. Микроволновые системы с равномерным объемным нагревом. Ч.1. / В. А. Коломейцев, В. В. Комаров. – Саратов: Саратов. гос. техн. ун-т, 1997. – 160 с.
2. Антоненко, Ю. В. Преобразование поляризации электромагнитных волн на отражательной решетке из закороченных коаксиально-секторных волноводов / Ю. В. Антоненко, А. В. Грибовский // Радиофизика и радиоастрономия. – 2011. – Т. 16. – № 1. – С. 82–89.
3. Сомов, В.А. Коаксиально-секторная антенна для генератора с магнитной изоляцией / В. А. Сомов, Ю. В. Ткач, А. Ф. Ляховский // Электромагнитные явления. 1998. – Т. 1, № 4. – С. 474–482.
4. Скворцов, А.А. Квазианалитический расчет критической длины основной волны коаксиально-секторного волновода // Проблемы управления, обработки и передачи информации: сб. тр. V Междунар. юбилейн. науч. конф. – Саратов: ООО СОП «Лоди», 2017. – С. 259–261.
5. Скворцов, А.А. Квазианалитический расчет критической длины первой высшей волны коаксиально-секторного волновода / А. А. Скворцов, М. Д. Иванов // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Международной научно-практической конференции. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 224–227.
6. Скворцов, А.А. Квазианалитические выражения для расчета волнового сопротивления коаксиально-секторного волновода // Антенны. – 2017. – Вып. 8. – С. 26–29.
7. Скворцов, А.А. Об оценке коэффициента широкополосности коаксиально-секторного волновода // Энергосбережение и эффективность в технических системах: материалы VI Международной научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Тамбов: Изд-во Першина Р. В., 2019. – С. 157–158.
8. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – М.: Высш. Школа, 1970. – Т. 1. – 440 с.

Материал поступил в редколлегию 04.08.19.

А.В. Серебрянников, О.В. Кубышкина, В.Н. Серебрянникова
(Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

A.V. Serebryannikov, O.V. Kubyshkina, V.N. Serebryannikova
(Cheboksary, Chuvash State University named after I.N. Ulyanov)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОХОДОВОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ МИКРОСХЕМЫ UC3842 В ПРОГРАММЕ MULTISIM

**MODELING OF THE FORWARD PULSE DC/DC CONVERTER
BASED ON THE UC3842 MICROCIRCUIT IN THE MULTISIM**

В статье представлены результаты моделирования в программе Multisim прямоходового импульсного преобразователя постоянного напряжения на базе микросхемы UC3842. Сделаны выводы об особенностях выбора параметров трансформатора в прямоходовых и обратноходовых преобразователях.

The article presents the results of modeling in the Multisim a forward pulse DC/DC converter based on the UC3842 microcircuit. Conclusions are drawn about the features of the choice of transformer parameters in forward and flyback converters.

Ключевые слова: моделирование, прямоходовый импульсный преобразователь, преобразователь постоянного напряжения, микросхема UC3842, Multisim.

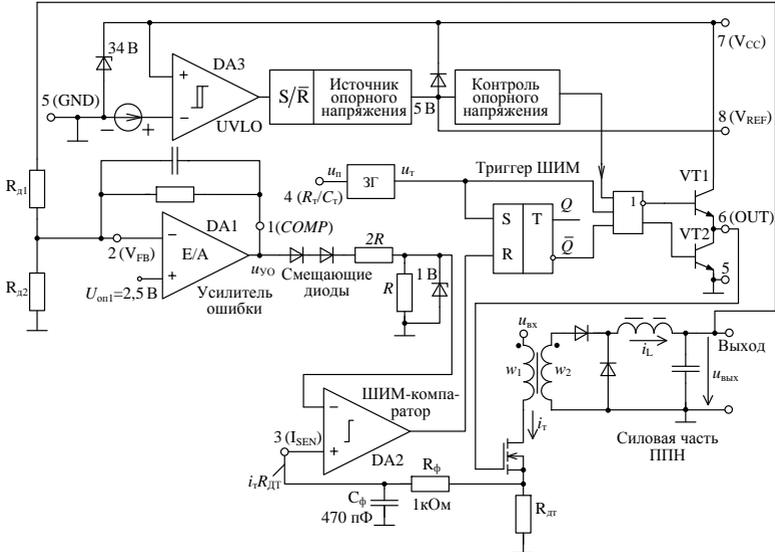
Keywords: simulation, forward pulse converter, DC/DC converter, UC3842, Multisim.

Есть примеры моделирования устройств силовой электроники в программах Altium Designer [1], Simulink [2], LTSpice [3] и др. [4], но моделирование прямоходового импульсного преобразователя постоянного напряжения на базе микросхемы UC3842 авторами данной работы было решено проводить в программе Multisim. Это связано с тем, что Multisim позволяет достаточно точно моделировать аналоговые устройства за счёт использования Pspice-моделей электронных компонентов (в отличие, например, от программ Altium Designer или Proteus, которые больше предназначены для моделирования цифровых устройств). Кроме того, в библиотеке программы Multisim есть готовая Pspice-модель микросхемы UC3842 (хотя для многих устройств такие модели можно найти на сайтах производителей электронных компонентов).

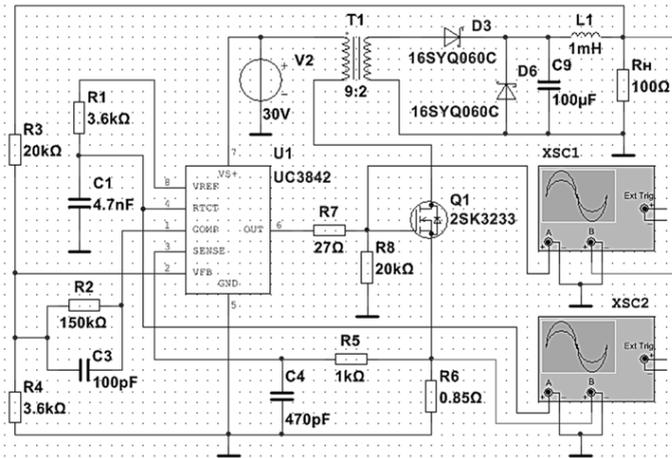
За основу принципиальной схемы моделируемого прямоходового импульсного преобразователя была взята схема из [5] (рис. 1, а). Исследуемая модель, собранная в программе Multisim, представлена на рис. 1, б.

Для трансформаторов в программе Multisim по умолчанию используются идеальные модели (с бесконечной индуктивностью намагничивания, нулевыми значениями индуктивности рассеяния и активного сопротивления обмоток), но для исследования прямоходовых, а тем более – обратноходовых преобразователей (где принципиальное значение имеют процессы накопления

энергии в первичной обмотке трансформатора), идеальная модель трансформатора не приемлема. В исследуемой модели были выбраны неидеальные значения указанных параметров трансформатора (на рис. 2 представлены значения по умолчанию для этих параметров).



а



б

Рис. 1. Прямоходовый импульсного преобразователя на микросхеме UC3842: принципиальная схема (а); модель в программе Multisim (б)

Осциллограммы основных сигналов исследуемого преобразователя при пуске и в установившемся режиме приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

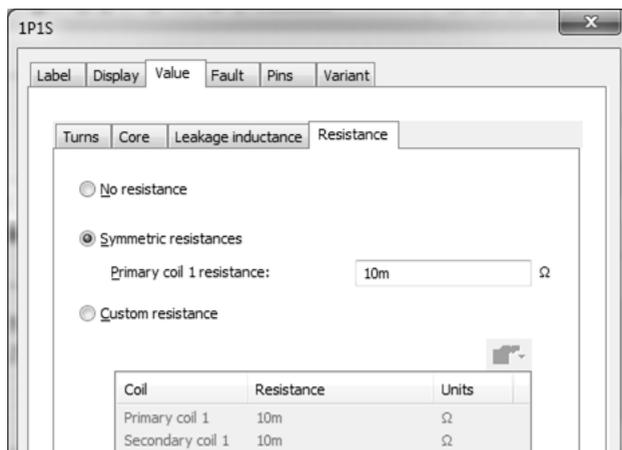
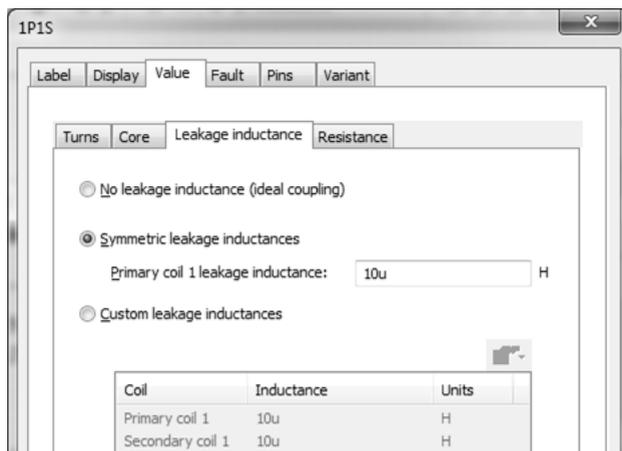
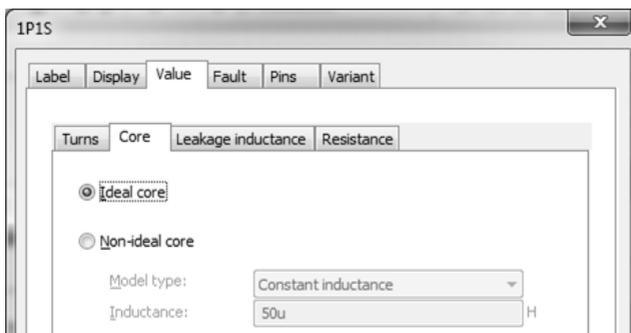
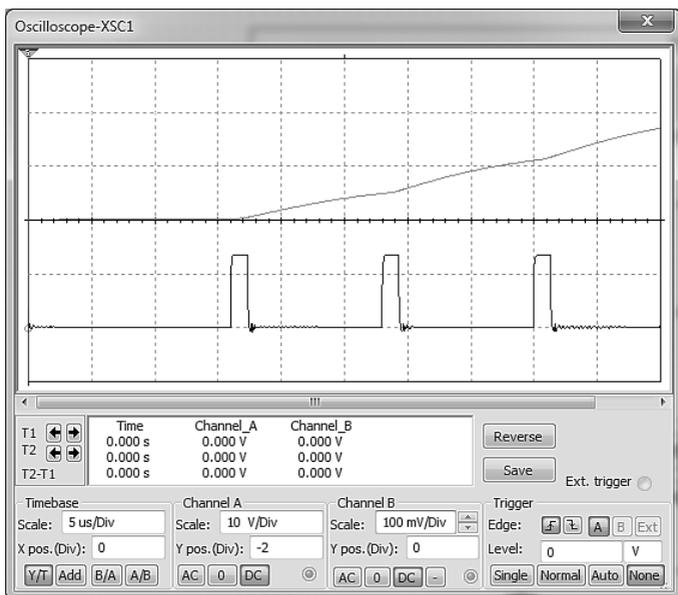
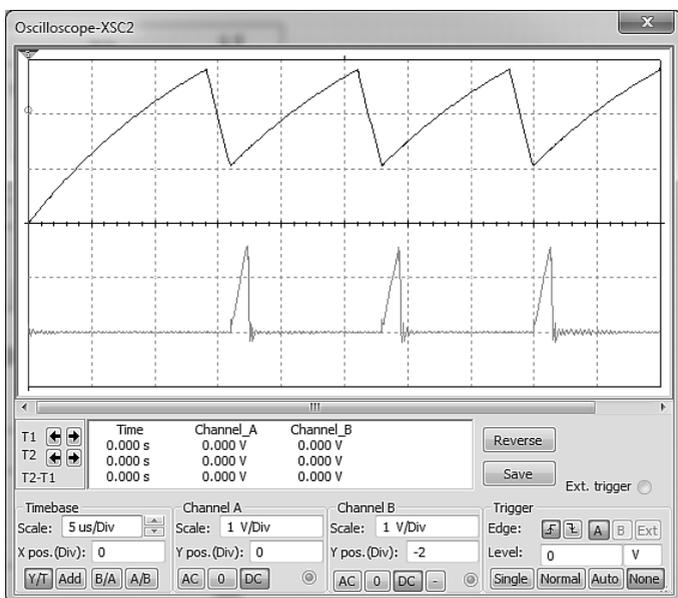


Рис. 2. Значения по умолчанию параметров неидеального трансформатора в программе Multisim

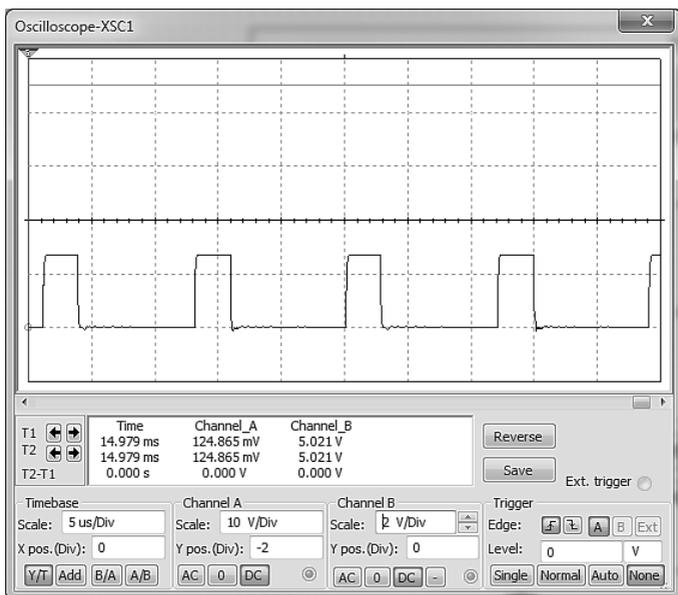


Выходное напряжение (сверху), сигнал управления транзистором (снизу)



Пилообразное напряжение (сверху), сигнал с датчика тока (снизу)

Рис. 3. Осциллограммы основных сигналов при пуске преобразователя



Выходное напряжение (сверху), сигнал управления транзистором (снизу)



Пилообразное напряжение (сверху), сигнал с датчика тока (снизу)

Рис. 4. Осциллограммы основных сигналов в установившемся режиме

Как видно из рис. 3, импульсы управления транзистором начинают выдаваться микросхемой и выходное напряжение начинает расти только со второго периода после того, пилообразное напряжение начнёт правильным образом формироваться.

В установившемся режиме (рис. 4) выходное напряжение равно 5 В. Процесс нарастания напряжения на выходном конденсаторе во время переходного процесса имеет экспоненциальный характер.

Список литературы

1. Чумаров, С.Г. Моделирование импульсных усилителей тока в среде Altium Designer // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2019. – С. 439-441.

2. Серебрянников, А.В. Моделирование двухтактного импульсного преобразователя на базе микросхемы UC1526 в среде Simulink // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике (ИТЭЭ-2014): материалы IX всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2014. – С. 174-179.

3. Серебрянников, А.В. Моделирование инвертирующих импульсных преобразователей в программе LTspice/ А.В. Серебрянников, И.Н. Агеев // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Ч.1. – Брянск: БГТУ, 2018. – С. 78-82.

4. 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. / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 5-9.

5. Белов, Г.А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – 330 с.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028214777bc1.12650780
УДК 621.314.1

П.С. Татуйко, Г.А. Федяева, А.И. Беззубенко
(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)
P.S. Tatyuko, G.A. Fedyaeva, A.I. Bezzubenko
(Bryansk, Bryansk State Technical University)

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF ELECTRIC VEHICLES

Рассмотрены преимущества гибридных и полностью электрических транспортных средств, представлена функциональная схема системы электроснабжения автономного транспортного средства, рассмотрены пути повышения энергоэффективности электромобиля, приведены

результаты моделирования энергетических показателей полумостового резонансного LLC преобразователя с последовательным резонансным контуром.

Advantages of hybrid and fully electric vehicles is a functional block diagram of the power supply system of an Autonomous vehicle, considered ways to improve the energy efficiency of electric vehicles, the results of modeling the energy performance of the half-bridge LLC resonant Converter with serial resonant circuit.

Ключевые слова: автономное электротранспортное средство, энергоэффективность, преобразователь напряжения, моделирование.

Keywords: autonomous electric vehicle, energy efficiency, voltage converter, simulation.

Численность парка электрических транспортных средств стремительно растёт. Только за 2018 год было продано свыше 2 млн. таких машин [1]. Важнейшим фактором, стимулирующим столь существенный рост парков «электрического» транспорта, является развитие электроэнергетических комплексов и технологий электродвижения, которые позволяют применить новые компоновочные и аэродинамические решения при существенном снижении стоимости производства и заметном совершенствовании эксплуатационных показателей.

Ввиду жёстких условий эксплуатации транспорта и высоких нагрузок, вопросы энергоэффективности электрооборудования, используемого в транспортных средствах с полностью электрическими и гибридными двигателями, являются первостепенными. Повышение КПД преобразователей напряжения позволяет добиваться приемлемых тепловых режимов работы наиболее нагруженных силовых компонентов, а также имеет положительный экономический эффект ввиду рационального использования электроэнергии [2].

Для перспективных и существующих на данный момент гибридных и полностью электрических двигателей величина напряжения электропитания транспортного средства составляет 100...800 В. Повышение напряжения бортовой сети обусловлено рядом факторов, среди которых:

- снижение величины тока, протекающего по силовым шинам электромотоцикла, и, как следствие, снижение материалоемкости проводников, улучшение тепловых характеристик ввиду снижения статических потерь на проводимость, улучшение массогабаритных показателей системы электроснабжения;

- возможность осуществления быстрой зарядки постоянным током аккумуляторной батареи.

Функциональная схема системы электроснабжения полностью электрического транспортного средства приведена на рисунке 1. Основные потери электрической энергии происходят при осуществлении заряда аккумуляторной батареи, преобразовании напряжения высокого уровня в

напряжение низкого уровня, при работе инвертора напряжения – обеспечении движения электрического транспортного средства. В перспективных электромобилях с полностью электрическим двигателем зарядные устройства являются внешним функциональным узлом и не устанавливаются непосредственно на транспортное средство.

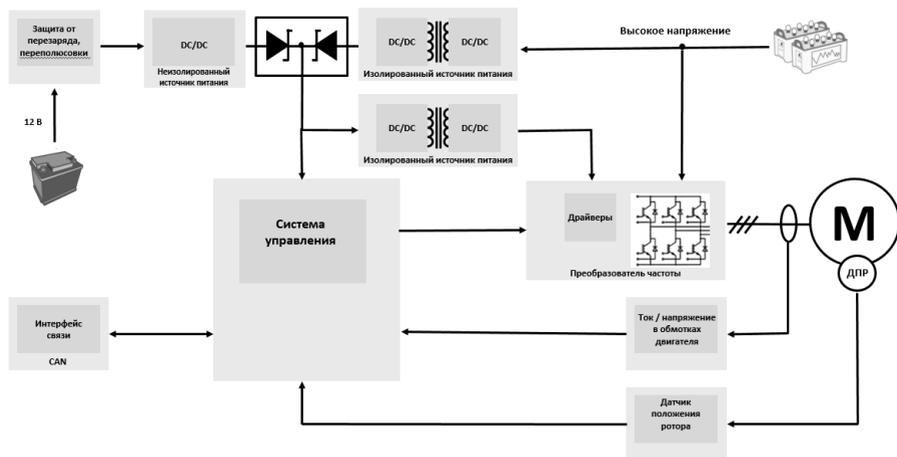


Рис. 1. Функциональная схема системы электроснабжения полностью электрического транспортного средства

Такой подход существенно улучшает массогабаритные показатели системы электроснабжения, является экономически более выгодным решением, т.к. одна зарядная станция способна обеспечить заряд аккумуляторных батарей нескольких транспортных средств через определённые интервалы времени, определяемые временем заряда аккумуляторов.

Установка индивидуального зарядного устройства на электромобиль с полностью электрическим двигателем является неэффективным решением ввиду того, что большую часть времени работы агрегата данный функциональный узел будет находиться в режиме простоя и снижает эффективную нагрузку на электромобиль. Однако в настоящий момент ввиду того, что инфраструктура для использования полностью электрических транспортных средств развита очень слабо, целесообразным будет применение электромобилей с гибридными силовыми установками, где для заряда аккумуляторной батареи используется мотор-генератор и реле-регулятор. Данное решение позволит осуществить плавный переход от традиционных транспортных средств с двигателями внутреннего сгорания на транспортные средства с полностью электрическими двигателями, способствует развитию соответствующей инфраструктуры.

Наряду с применением экономичных бесколлекторных двигателей с постоянными магнитами (рисунок 1), одним из способов повышения эффективности работы электрического транспорта является замена преобразователей, работающих с «жёсткой» коммутацией силовых транзисторов, на резонансные преобразователи, реализующие принцип «мягкого» переключения полупроводниковых элементов [3;4]. Для иллюстрации выполнено моделирование полумостового резонансного LLC преобразователя в программе LTSpice, результаты моделирования показывают высокие энергетические показатели преобразователя (рисунок 2), коэффициент полезного действия составляет 96,45 %.

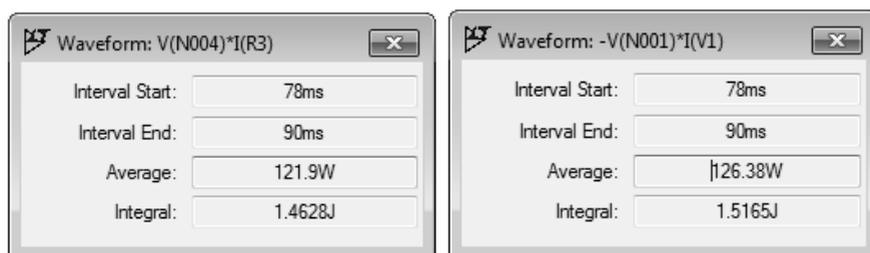


Рис. 2. Значения мощности на нагрузке и мощности, потребляемой из сети

Применение данных преобразователей позволяет существенно повысить эффективность использования электрической энергии, снизить габаритные размеры устройств, а также влечёт за собой дополнительный положительный экономический и экологический эффект.

Список литературы

1. Чистый и выгодный / ФГБУ «Редакция «Российской газеты» [Электронный ресурс] – URL: <https://rg.ru/2019/08/27/pochemu-elektromobili-stremitelno-vytesniaiut-obychnye-avto.html> (дата обращения 12.09.2019).
2. Татуйко, А.Г. Применение энергоэффективных преобразователей напряжения в системах электрооборудования транспорта/ А.Г. Татуйко, Г.А. Федяева //САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф.– Брянск, 2018. – С. 233-234.
3. 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.
4. 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 Междунар. науч.-практ. конф. / под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 37-40.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

О.А. Топчий, А.Ю. Дракин

(г. Брянск, Брянский государственный технический университет)

O.A. Topchy, A.Yu. Drakin (Bryansk, Bryansk State Technical University)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ РАЗРЫВЕ ПРОВОДА В ЛЭП

RESEARCH OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES WHEN A WIRE BREAKS IN OVERHEAD POWER LINES

В статье рассмотрена актуальность мониторинга атмосферной электромагнитной активности при поиске повреждений в линиях электропередачи. Проведены исследования разрыва провода в линиях электропередачи.

The article considers the relevance of monitoring atmospheric electromagnetic activity for search of fault locations in overhead power lines. The wire breaks in overhead power lines were researched.

Ключевые слова: электромагнитные процессы, разрыв провода, линия электропередачи, мониторинг электромагнитной активности.

Keywords: electromagnetic processes, wire break, overhead power line, monitoring of electromagnetic activity.

Введение

В электроэнергетических системах происходят электромагнитные переходные процессы как при включении и отключении электрических нагрузок, источников питания, отдельных линий электропередачи, так и при авариях и повреждениях.

Наиболее распространенные исследования переходных процессов посвящены определению параметров режима короткого замыкания. Одними из самых опасных видов повреждений в электрических сетях являются обрывы фазных проводов. Повреждения приводят к изменениям нагрузок в энергосистеме, возникновению переходных процессов и перенапряжениям, к отключениям и повреждениям оборудования потребителей.

Большинство повреждений ЛЭП проявляются через электромагнитные явления (разряды, замыкания, распространение волн перенапряжений и т.д.), фиксация и локализация таких электромагнитных явлений при повреждениях ЛЭП является важной задачей разработки дистанционного способа определения мест повреждений (ОМП) воздушных ЛЭП. Несмотря на разнообразие методов и способов [1-2], методы таких ОМП на сегодняшний день недостаточно разработаны.

Цель данной работы – исследование электромагнитных процессов при разрыве провода в воздушной ЛЭП и их применимости к разработке дистанционной системы ОМП.

Исследование электромагнитных процессов при разрыве провода в ЛЭП

При обрыве в линии, в месте разрыва провода в начальный момент образуется большой бросок напряжения, который может фиксироваться системами дистанционного мониторинга. Исследуем электромагнитные процессы при разрыве провода в ЛЭП на примере трехфазной линии передачи электроэнергии «Куйбышевская ГЭС – Москва 220 кВ» длиной $l = 900$ км, в которой известны параметры: $U_{л} = 400$ кВ, частота $f = 50$ Гц; первичные параметры $R_0 = 0,08$ Ом/км; $L_0 = 1,336 \cdot 10^{-3}$ Гн/км; $C_0 = 8,6 \cdot 10^{-9}$ Ф/км; потери в изоляции и на корону составляют $P_0 = 2000$ Вт/км на одну фазу; $G_0 = P_0/U_{\phi}^2 = 3,75 \cdot 10^{-8}$ См/км.

Характеристики линии:
волновое сопротивление

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = 397 e^{-j5^\circ 23'} \text{ Ом};$$

коэффициент распространения

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0) \cdot (G_0 + j\omega C_0)} = 1,073 \cdot 10^{-3} e^{j84^\circ 37'} \text{ км}^{-1}.$$

Для исследований ЛЭП с распределенными параметрами рассчитаем установившийся режим. Параметры в конце линии $P_{\text{нагр}} = 300$ МВт; $U_{2\phi} = 220$ кВ; $R_{\text{нагр}} = 484$ Ом. Тогда ток в конце линии при активном сопротивлении нагрузки ($\cos\varphi_2 = 1$) равен $I_2 = 455$ А.

Напряжение и ток в начале линии $\dot{U}_1 = U_{2\phi} \text{ch}\gamma l + I_2 Z_{\text{в}} \text{sh}\gamma l = 222 e^{j47^\circ 30'}$ кВ; $\dot{I}_1 = (U_2 / Z_{\text{в}}) \text{sh}\gamma l + I_2 \text{ch}\gamma l = 549 e^{j63^\circ 10'}$ А.

Для проверки правильности расчетных параметров в программе *Multisim 12.0* смоделируем ЛЭП в установившемся режиме (рис.1). Схему замещения ЛЭП выбираем в виде 9 звеньев, поэтому параметры линии вычисляем на 100 км: $R = 8$ Ом; $L = 0,1336$ Гн; $G = 3,75 \cdot 10^{-6}$ См, $R_2 = 1/G = 267$ кОм; $C = 8,6 \cdot 10^{-7} = 860$ нФ. Нагрузку возьмем чисто активную $Z_{\text{н}} = R_{\text{нагр}} = 484$ Ом, фазовый сдвиг на нагрузке 0° . С тем, чтобы напряжения были приемлемыми для модели ЛЭП напряжение 222 кВ уменьшим в 1000 раз, $U_{\text{ист}} = 222$ В, фазу на источнике задаем расчетную $47,5^\circ$.

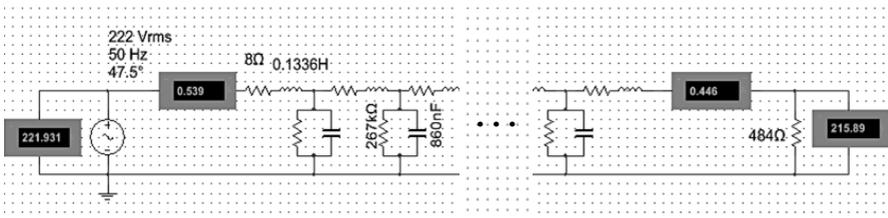
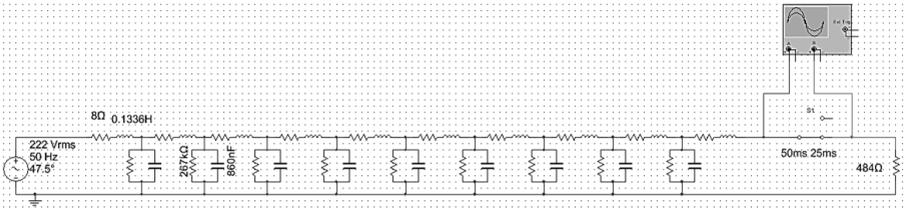


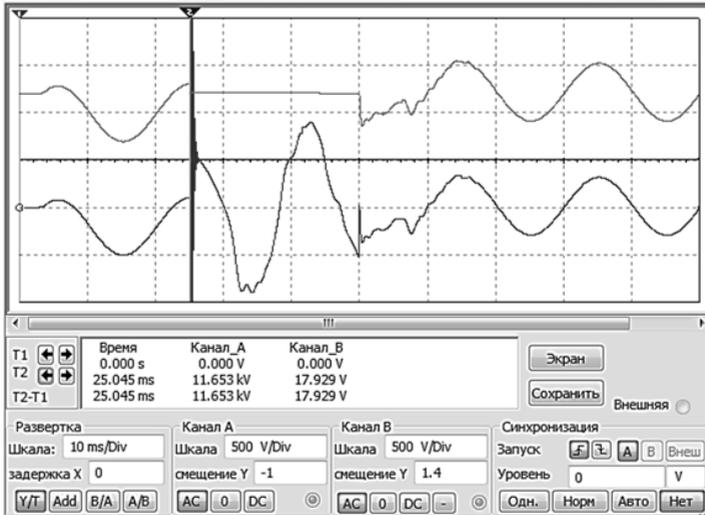
Рис.1. Моделирование установившегося режима ЛЭП

Представленная модель линии адекватна, так как показания приборов сопоставимы с расчетными параметрами линии в установившемся режиме. Погрешность расчетных параметров и модели не превышает 2%.

Полученную модель можно применить для исследования электромагнитных процессов при разрыве провода в ЛЭП. Сначала рассмотрим разрыв в конце однофазной линии (рис.2).



а)



б)

Рис.2. Моделирование разрыва провода однофазной ЛЭП в конце линии:
а – модель ЛЭП; б – осциллограмма броска напряжения

Для этого на модели установим ключ в конце линии перед нагрузкой и подключим осциллограф, один его канал – к сопротивлению нагрузки, другой – к ключу. Задаем время выключения ключа. Один период волны на графике рис.2 составляет 20 мс, чтобы получить максимум тока смещаем момент разрыва провода на $\pi/2$, то есть 90° , что соответствует 5 мс на осциллограмме, таким образом, максимальное значение момента разрыва провода приходится на время выключения ключа $T_{OFF} = 25$ мс. Время включения ключа задаем $T_{ON} = 50$ мс (рис.2).

Уменьшим время развертки напряжения на осциллограмме (рис.3), чтобы увидеть величину броска напряжения и определить частоту колебаний

при разрыве провода. Находим, что $U_{\text{разр}} = 16,3 \text{ кВ}$, частота $f = 1/(20 \cdot 10^{-6}) = 50 \text{ кГц}$.

Максимальный бросок напряжения при разрыве в линии возникает, когда ток в линии достигает максимального значения. Если ток при разрыве проходит через нуль, то броска напряжения не будет. В первый момент разрыва напряжение на ключе $U_{\text{кл}}$ превышает напряжение на источнике $U_{\text{ист}}$ в 74 раза. Полагая модель линейной, если полученные значения напряжения при разрыве перевести в реальные цифры (увеличить в 1000 раз), то бросок будет достигать 16,3 МВ. Однако, необходимо отметить, что такое большое значение напряжения будет, если разрыв приходится на максимальный ток, а если изменить фазу напряжения источника при сохранении всех остальных настроек, бросок будет меньше.

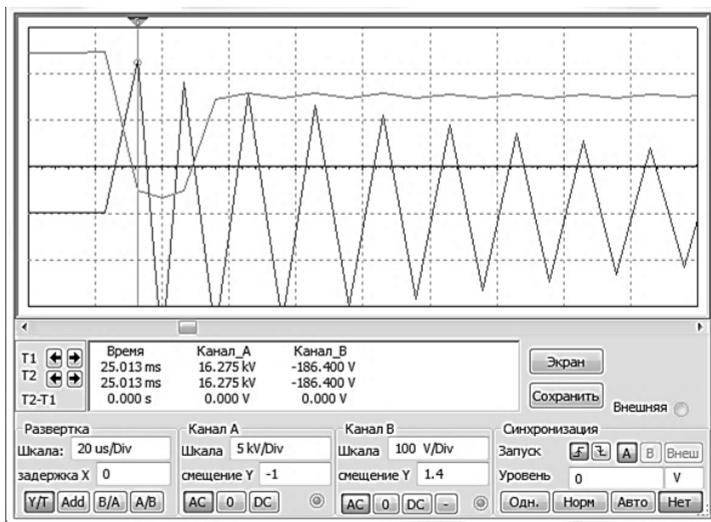


Рис.3. Осциллограмма напряжения в момент разрыва провода (уменьшено время развертки)

Если момент разрыва приходится не на максимум тока, то значения броска будут меньше. Зададим между током и напряжением на нагрузке фазу 10° , для этого изменим величину момента выключения ключа. К периоду волны 20 мс добавим величину, равную $(10^\circ \cdot 10 \text{ мс}) / 180^\circ = 0,55 \text{ мс}$, т.е. $T_{\text{OFF}} = 20,55 \text{ мс}$. Получаем незначительный бросок напряжения по сравнению с разрывом при максимуме, $U_{\text{разр}} = 1,5 \text{ кВ}$, что в 6,8 раз больше напряжения источника (рис.4). Чем ближе к фазе 0° , тем меньше значение броска напряжения, при переходе через фазу 0° , броска напряжения не будет.

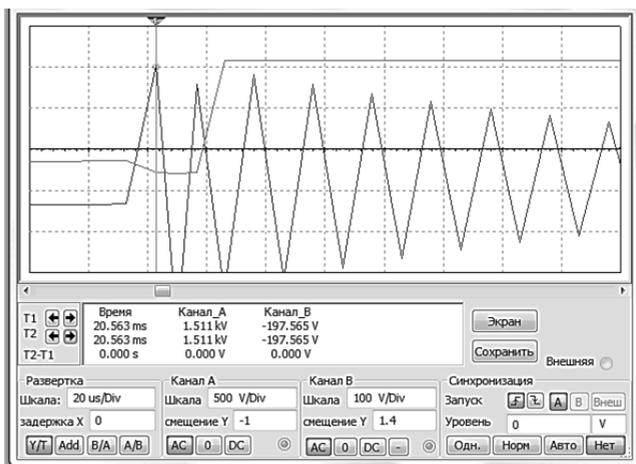


Рис.4. Осциллограмма броска напряжения при разрыве провода в конце ЛЭП при фазе 10° между напряжением и током на нагрузке

Рассмотрим моделирование разрыва провода в середине линии (рис.5). Аналогично, при максимуме тока получаем максимальный бросок напряжения $U_{\text{разр}} = 15,1$ кВ, который превышает напряжение источника в 68 раз (рис.6).

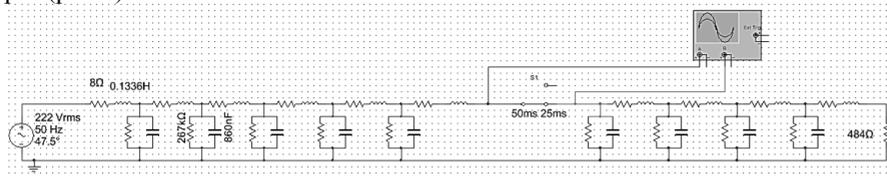


Рис.5. Моделирование разрыва провода однофазной ЛЭП в середине линии

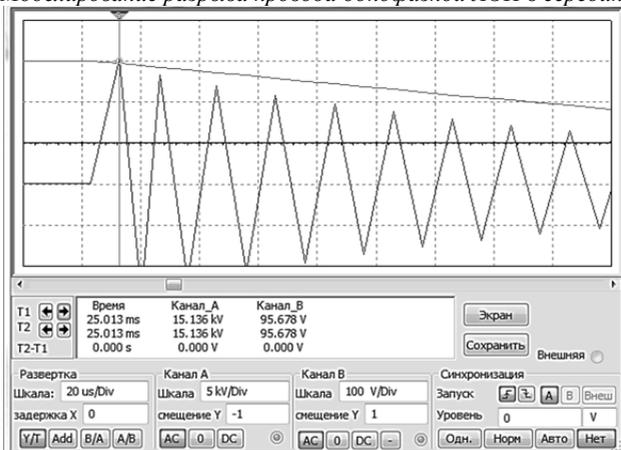


Рис.5. Осциллограмма броска напряжения при разрыве провода однофазной ЛЭП в середине линии

Таким образом, при обрыве провода значение броска напряжения будет зависеть от величины фазы напряжения, на которую приходится момент разрыва. Вероятность того, что момент разрыва в ЛЭП попадет на фазу напряжения большую, отличную от нуля, при фазе $\pm 10^\circ$ составляет $(2 \cdot 80^\circ / 180^\circ) = 0,89$, т.е. вероятность возникновения броска напряжения при разрыве провода в ЛЭП достаточно большая.

Выводы

Электромагнитные переходные процессы, происходящие при обрывах проводов в ЛЭП, могут фиксироваться системами дистанционного мониторинга атмосферных электромагнитных явлений. Проведенные исследования показали, что в момент разрыва провода в линии возникает значительный бросок напряжения, который может быть зафиксирован приемной станцией при дистанционном определении мест повреждений в ЛЭП с применением системы удаленного мониторинга повреждений.

Список литературы

1. *Шалыт, Г.М.* Определение мест повреждения в электрических сетях: учеб. для вузов. – М.: Энергоиздат, 1982. – 312 с.
2. *Шилин, А.А.* Анализ дистанционных методов определения мест повреждений линий электропередачи / А.А. Шилин, Н.С. Артюшенко // «Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт». – Волгоград: Изд-во ВолгГТУ, 2016. – № 3 (15). – С.14-18.

Материал поступил в редколлегию 14.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e0282149bc3f8.33134220
УДК 531.259

Н.Р. Туркина, Н.А. Бильдюк, А.А. Рак
(г. Санкт-Петербург, Балтийский государственный технический университет
«ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова)
N.R. Turkina, N.A. Bilydyuk, A.A. Rak (St. Petersburg, Baltic State Technical University
"VOENMEH" named after D.F. Ustinov)

РАБОТОСПОСОБНОСТЬ ХИМИЧЕСКОГО ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ЕМКОСТНОГО АППАРАТА С РУБАШКОЙ

FUNCTIONALITY OF THE CHEMICAL HORIZONTAL TANK APPARATUS
WITH A JACKET

Проведены статические расчеты, воздействия рабочего давления на химический горизонтальный емкостной аппарат с рубашкой.

Static calculations of the working pressure effects on the chemical horizontal tank apparatus with a jacket were carried out.

Ключевые слова: емкостный аппарат, статический расчет, напряжения, деформация.

Keywords: capacitive device, static calculation, stresses, deformation.

Горизонтальные емкостные аппараты с рубашкой применяются в химической и нефтегазовой отраслях. Они используются для хранения вязких продуктов, реагирующих на перепады температур изменением консистенции, данные аппараты оснащаются специальными устройствами, обеспечивающими нагрев или охлаждение содержимого емкостей с целью сохранения качества веществ и облегчения сливо-наливных операций. Наибольшее распространение в качестве греющего агента в теплообменниках получил насыщенный водяной пар, к достоинствам которого относятся: высокий коэффициент теплоотдачи, равномерность и легкое регулирование обогрева.

Главным критерием функциональности емкостных аппаратов является прием хранения и выдача жидких и газообразных сред. Разработанные конструкции должны быть рассчитаны на долговременное хранение, основным фактором которого является обеспечение герметичности. В связи с нагревом или охлаждением жидких и газообразных сред может возникать избыточное давление, по этой причине конструирование емкостных аппаратов необходимо производить со значительным запасом прочности [1].

Целью данной работы является определение напряженно-деформированного состояния емкостного аппарата с рубашкой при моделировании реальных условий эксплуатации конструкции. При проведении расчетов в качестве модели был взят горизонтальный емкостный аппарат (рис. 1), с общими размерами, приведенными в табл. 1.

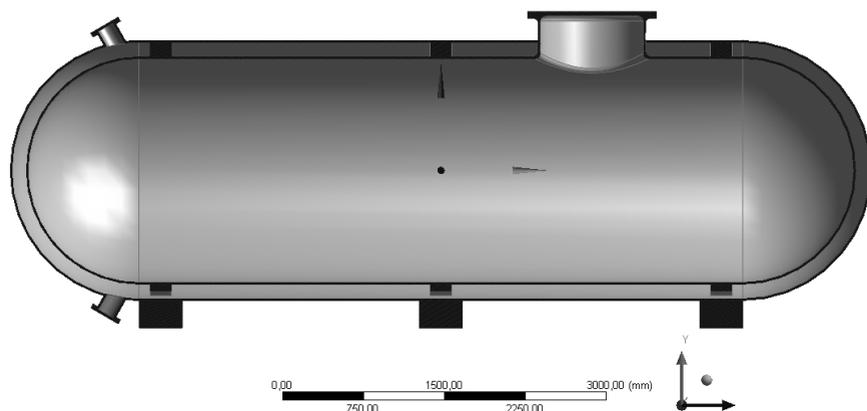


Рис. 1. Расчетная 3D-модель химического горизонтального емкостного аппарата с рубашкой (в разрезе)

Расчет производился в программе ANSYS Workbench при статическом нагружении, рассчитанном в модуле Static Structural. Модель емкостного аппарата разбивалась на конечные элементы, сгенерированная сетка представлена на рис. 2, далее были заданы закрепления и нагрузки (рис. 3).

Таблица 1. Основные данные рассчитываемой модели емкостного аппарата

Внешняя оболочка		Внутренняя оболочка	
Диаметр сечения	2400 мм	Диаметр сечения	2100 мм
Длина цилиндрической части	5600 мм	Длина цилиндрической части	5600 мм
Общая длина	8000 мм	Общая длина	7700 мм
Толщина стенок	18 мм	Толщина стенок	20 мм

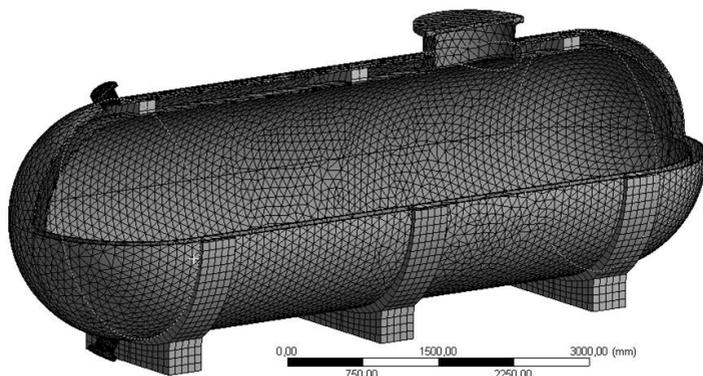


Рис. 2. Конечно-элементная модель емкостного аппарата

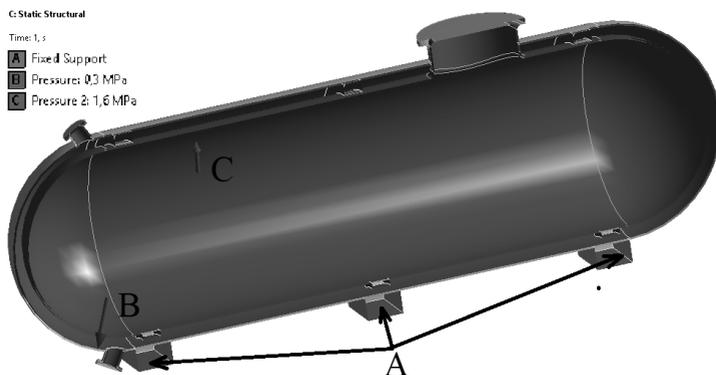


Рис. 3. Закрепления и нагрузки емкостного аппарата

Максимальное рабочее давление на стенки внутренней оболочки емкостного аппарата по результатам проведенных аналитических расчетов составило 1,6 МПа, среднее рабочее давление пара, служащего для нагрева внутренней оболочки аппарата, составило 0,3 МПа.

В основе метода конечных элементов лежит решение уравнение статики:

$$[K]_i \{\Delta\}_i = \{P\}_i,$$

где $[K]_i$ – матрица жесткости всей конструкции (глобальная); $\{\Delta\}_i$ – вектор узловых перемещений; $\{P\}_i$ – узловые усилия.

В результате проведенных прочностных расчетов были получены следующие данные перемещений и эквивалентных напряжений, представленные на рис. 4 – 5:

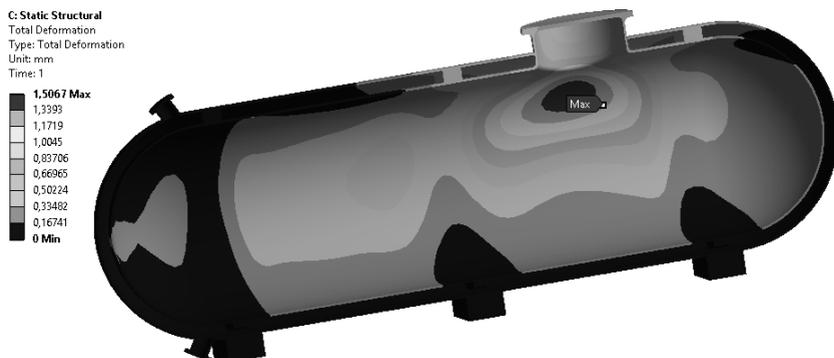


Рис. 4. Деформирование емкостного аппарата

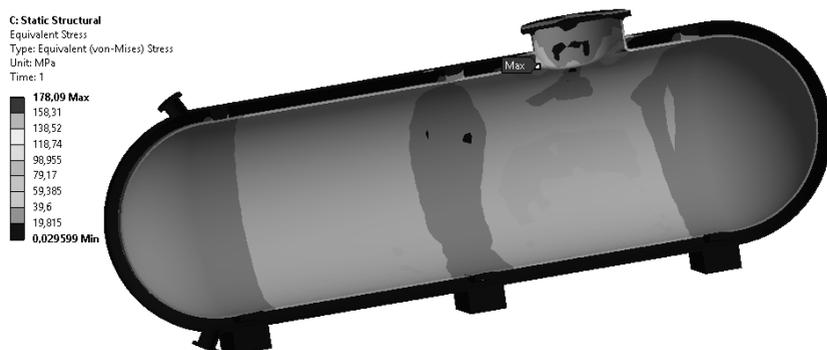


Рис. 5. Эквивалентные напряжения емкостного аппарата

Перемещения, вызванные деформацией, составляют 1,51 мм. Максимальные эквивалентные напряжения находятся в местах крепления люка с резервуаром и составляют 178,09 МПа.

Таким образом, по результатам расчетов было установлено, что рассмотренная конструкция горизонтального емкостного аппарата является достаточно прочной и выдерживает действующие эксплуатационные нагрузки.

Список литературы

1. Туркина, Н.Р. Конечно-элементный анализ предохранительного клапана / Н.Р. Туркина, А.З. Красильников, А.А. Рак // Известия высших учебных заведений. Технология легкой промышленности. – 2018. – Т. 41. – № 3. – С. 105-108.

Материал поступил в редколлегия 09.10.19.

Д.Б. Фарфоровский

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

D.B. Farforovskiy (Cheboksary, Chuvash State University)

**АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АКТУАЛЬНЫХ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ
ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ СВЯЗИ**

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF CURRENT NOISE-RESISTANT CODES TO
INCREASE THE BANDWIDTH OF COMMUNICATION NETWORKS

Проводится анализ существующих методов помехоустойчивого кодирования с использованием MATLAB Simulink по эффективности для работы в канале связи с аддитивным белым гауссовым шумом.

The analysis of existing methods of noise-resistant coding is carried out using MATLAB Simulink in terms of efficiency for working in the communication channel with additive white Gaussian noise (AWGN).

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, сверточный код, турбо-код, код Рида-Маллера, код Рида-Соломона.

Keywords: noise-resistant coding, convolutional code, turbo code, Reed-Muller code, Reed-Solomon code.

В процессе передачи информации через канал связи [1-3] с помехами в полученных данных с большой вероятностью будут появляться ошибки. В целях снижения количества ошибок применяют помехоустойчивое кодирование. Фактические ограничения скорости передачи зависят не только от пропускной способности канала [3,4], но также от сложности схем кодирования и декодирования, поэтому усилия исследователей направлены на поиски эффективных кодов, создание практически реализуемых схем кодирования и декодирования, которые по своим характеристикам приближались бы к теоретическим.

В данной статье проводится сравнение эффективности современных алгоритмов помехоустойчивого кодирования с кодовой скоростью $1/2$ (кодирование Рида-Соломона, Рида-Маллера, турбо кода и сверточного кода) с целью определения возможности их применения в современных цифровых системах связи.

Для сравнительного анализа использован MATLAB Simulink, в котором созданы модели цифровых систем связи, содержащие разные вариации кодеров (рис.1). Основной характеристикой эффективности кода является коэффициент битовых ошибок (BER) в зависимости от отношения сигнал/шум. Моделирование продемонстрировало, что наилучшим отношением сигнал/шум обладает турбо-код, затем – сверточный код, далее –

коды Рида-Соломона и Рида-Миллера, подтвердив тем самым ранние работы других исследователей.

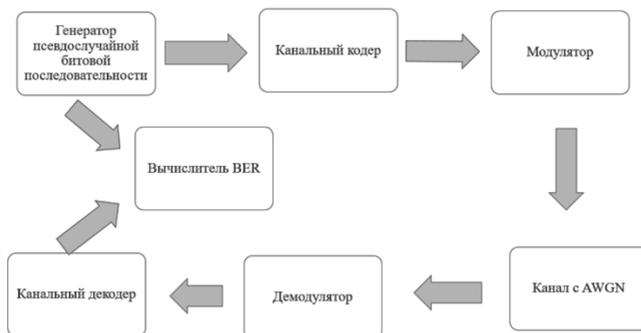


Рис. 1. Схема имитационной модели цифровой системы связи

Также для выбранных кодов произведен анализ распределения ошибок в пакете. Для этого было смоделировано шумовое воздействие AWGN в диапазоне сигнал/шум от -5дБ до 15 дБ. Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что в сигнале, имеющем наименьшее шумовое воздействие, преобладают однокбитовые ошибки, а в наиболее зашумленном возникают уже многобитовые.

Среди рассмотренных методов помехоустойчивого кодирования наименьшую вероятность битовой ошибки и распределения ошибок в пакете имеют турбо-коды. Исходя из этого, можно сделать вывод, что для задач, в которых пакет ошибок стирается, турбо-коды будут наилучшими из возможных вариантов для кодирования и передачи данных.

Список литературы

1. Чумаров, С.Г. Высокочастотная связь как способ резервирования каналов связи по волоконно-оптическим линиям связи / С.Г. Чумаров, А.В. Федорова // Моделирование и анализ сложных технических и технологических систем: сб. ст. по итогам Междунар. науч.-практ. конф. – Стерлитамак: АМИ, 2018. – С. 137-139.
2. Чумаров, С.Г. Информационная безопасность сетей IP-телефонии в образовательной среде // Современный университет в цифровой образовательной среде: ориентир на опережающее развитие: материалы X Междунар. учеб.-метод. конф. – Чебоксары, 2018. – С.41-45.
3. Чумаров, С.Г. Пропускная способность оптоволоконных линий связи/ С.Г. Чумаров, Д.Б. Фарфоровский // Сборник научных трудов молодых ученых и специалистов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. – С.83-87.
4. Чумаров, С.Г. Пропускная способность волоконно-оптических информационно-измерительных систем // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. – Брянск: БГТУ, 2018. – Ч.1. – С. 201-202.

Материал поступил в редколлегию 02.10.19.

И.Д. Чадюк, М.С. Жмакин, А.В. Надымов
 (г. Владивосток, Дальневосточный федеральный университет)
 I.D. Chadyuk, M.S. Zhmakin, A.V. Nadymov
 (Vladivostok, Far Eastern Federal University)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЛИНЕЙНЫХ КОДОВ И ОЦЕНКА ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ

MODELING A COMMUNICATION SYSTEM USING LINEAR CODES AND EVALUATING THEIR EFFECTIVENESS

В работе рассматриваются следующие методы линейного кодирования: кодирование без возврата к нулю NRZ-L и NRZ-M, кодирование с приходом к нулю RZ-AMI и манчестерское кодирование. На оборудовании NI ELVIS II+ и модуле Emona DATEx удалось реализовать лабораторный прототип системы цифровой связи и оценить эффективность процедуры демодуляции сигнала.

The paper presents some methods of linear coding: NRZ-L (Non-Return to Zero Level), NRZ-M (Non-Return to Zero Mark), RZ-AMI (Return to Zero Alternate Mark Inversion) and Manchester code. On the NI ELVIS II+ and module Emona DATEx it was succeeded to realize the prototype of digital communication system and estimate efficiency of signal demodulation.

Ключевые слова: линейное кодирование, NRZ-L, манчестерский код, RZ-AMI, NRZ-M.

Keywords: linear coding, NRZ-L, Manchester, RZ-AMI, NRZ-M.

Система связи представляет собой совокупность приемопередающих устройств и канала связи, осуществляющих передачу информации. Структурная схема системы цифровой связи, где обозначено место линейного кодера, представлена на рис. 1.

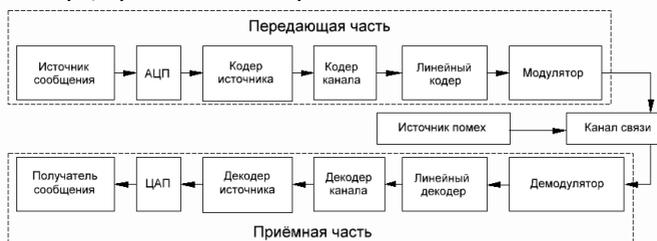


Рис. 1. Структурная схема системы цифровой связи

Линейное кодирование осуществляется перед модуляцией сигнала и его передачей по каналу связи, в связи с этим сигнал, преобразованный в линейный код, должен строго соответствовать характеристикам среды распространения.

На оборудовании NI ELVIS II+ и модуле расширения Emona DATEx был реализован лабораторный прототип системы цифровой связи, включающий в себя линейный кодер, BPSK-модулятор, линию связи и детектор BPSK-сигнала [1]. Схема соединения модулей на плате Emona DATEx приведена на рис. 2. Таким образом, удалось передать сигнал, преобразованный одним из методов линейного кодирования, через всю систему связи, и получить демодулированный сигнал. Для того, чтобы приблизить условия распространения сигнала к реальным, в канал связи добавлялись помехи в виде шума. Данное оборудование позволяет использовать шумы трех уровней: 0 дБ, минус 6 дБ и минус 20 дБ.

Выход Line code (Линейный код) модуля Sequence Generator (Генератор последовательностей) представляет собой один из линейных кодов, выбор которого производится двухпозиционными переключателями: положение 00 соответствует коду без возврата к нулю NRZ-L, положение 01 – манчестерскому коду, аналогично для кодов RZ-AMI и NRZ-M [2]. Как видно плата Emona DATEx позволяет провести эксперименты лишь с четырьмя линейными кодами.

На рисунках в нижней части осциллограммы показан исходный сигнал линейного кода, в верхней – демодулированный сигнал при воздействии на канал связи шума минус 20 дБ (рис. 3) и 0 дБ (рис. 4).

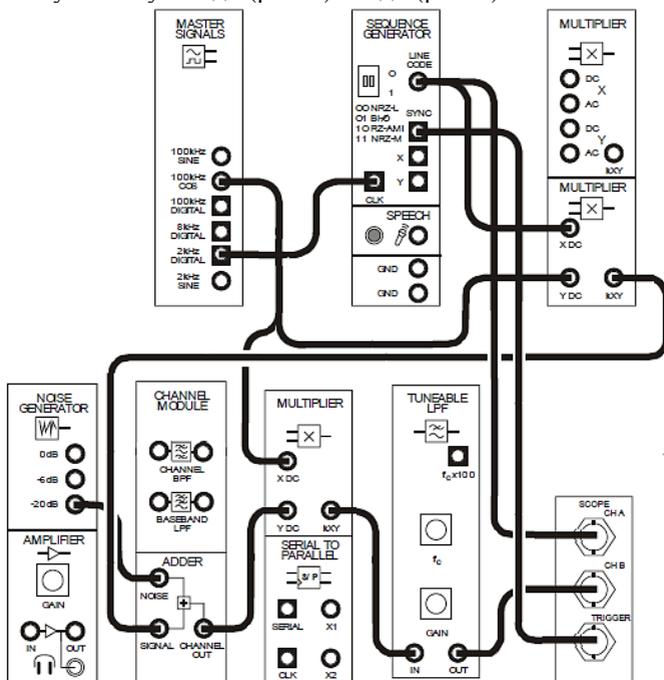


Рис. 2. Схема соединения модулей на плате Emona DATEx

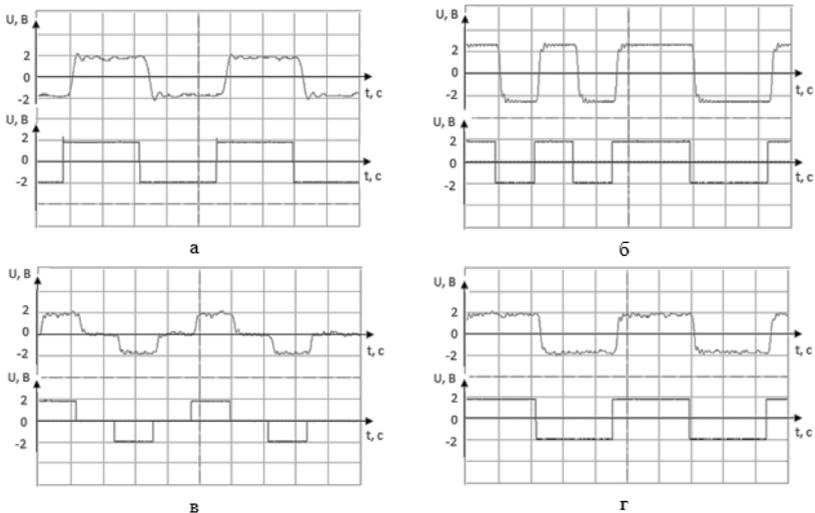


Рис. 3. Исходный линейный код и демодулированный при уровне шума -20 дБ:
а) NRZ-L, б) Manchester, в) RZ-AMI, г) NRZ-M

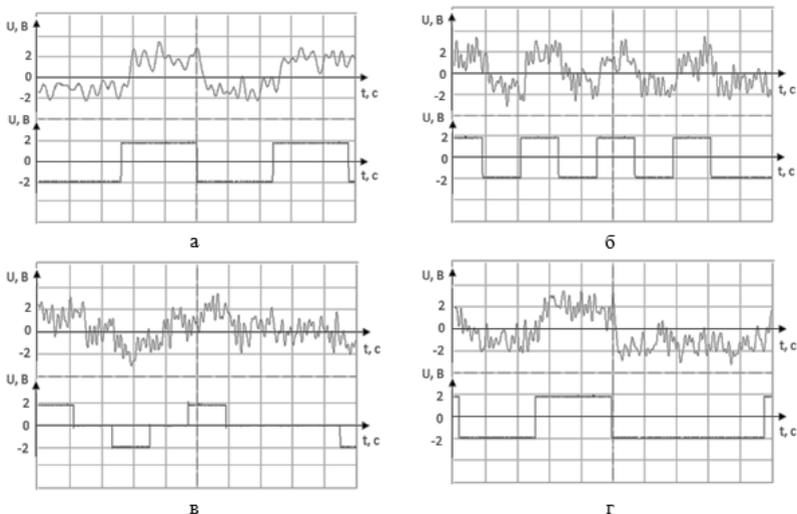


Рис. 4. Исходный линейный код и демодулированный при уровне шума 0 дБ:
а) NRZ-L, б) Manchester, в) RZ-AMI, г) NRZ-M

По полученным осциллограммам были измерены скорость нарастания и спада фронта, а также зафиксирована амплитуда зашумленного сигнала и максимальные флуктуации напряжения метки для того, чтобы оценить степень влияния шума трех различных уровней на каждый сигнал.

При низком уровне шума, в данном случае при шуме минус 20 дБ, восстановление сигнала происходит достаточно точно. При больших уровнях шума, минус 6 дБ и 0 дБ, сложно судить о качестве процедуры демодуляции, так как сигнал сильно искажается. Но все же стоит отметить, что есть методы кодирования, например, NRZ-M и манчестерский, при которых восстановление сигнала происходит эффективнее, чем в других случаях.

Таким образом, удалось произвести полный цикл передачи сигнала, преобразованного по определенному принципу линейного кодирования. Данная работа выходит за рамки стандартной лабораторной работы, предложенной разработчиками оборудования, а значит может быть использована как основа для проведения усложненных лабораторных работ по таким дисциплинам, как «Цифровая обработка сигналов», «Радиопередающие и радиоприёмные устройства».

Список литературы

1. Дункан, Б. Emona DATEx. Руководство к лабораторному практикуму. Эксперименты по основам современных аналоговых и цифровых методов телекоммуникаций. Том 1. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2008. – 399 с.

2. Дункан, Б. Emona DATEx. Руководство к лабораторному практикуму для NI ELVIS I и II. Дальнейшие эксперименты по современным аналоговым и цифровым телекоммуникациям. Том 2. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2013. – 201 с.

Материал поступил в редколлегию 09.10.19.

DOI: 10.30987/conferencearticle_5e028214cf7c92.84603449

УДК 621.37

С.Г. Чумаров, В.К. Чернов

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

S.G. Chumarov, V.K. Chernov (Cheboksary, Chuvash State University)

ИССЛЕДОВАНИЕ МОСТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ ТОКА С ПИ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

RESEARCH OF BRIDGE CURRENT AMPLIFIER WITH PI CONTROLLER

Проведено исследование мостового усилителя тока с пропорционально интегральным регулированием, выстроена принципиальная схема в программе-симуляторе и осуществлено ее моделирование. На основе полученных результатов сделаны выводы о возможностях работы модели устройства.

A bridge current amplifier with proportional integral control was studied, a circuit diagram was built in the simulation program, and its modeling was carried out. On the basis of the results suggests the possibility of the device model.

Ключевые слова: мостовой усилитель, ПИ-регулятор, драйвер,

моделирование, переходная характеристика.

Keywords: bridge amplifier, PI controller, gate driver, modeling, step response.

Мостовые схемы используются во многих усилителях мощности, нагрузка которых подключается к выводам усилителя с противофазными сигналами. Применение таких схем обусловлено большой выходной мощностью на нагрузке и повышенным КПД [1]. К недостаткам такой схемы можно отнести вероятность появления синфазной помехи на выходе, обусловленной прохождением сигнала по последовательно включенным усилителям. Уменьшение уровня отклонения выходного сигнала от входного возможно при включении в цепи обратной связи ПИ-регулятора, который вычисляет величину ошибки между заданной уставкой и измеренным значением на выходе усилителя.

Для исследования работы мостового усилителя тока используется его компьютерная модель (рис.1) на основе SPICE-моделей элементов [1]. Модель позволяет оценить параметры схемы, рассчитать номиналы элементов до её практической реализации путем многократного моделирования [1-3].

На инвертирующий вход компаратора подается высокочастотный сигнал треугольной формы, на неинвертирующий вход – выходной сигнал с ПИ-регулятора. На выходе компаратора формируется сигнал с широтно-импульсной модуляцией, поступающий на вход драйвера DA2, а с выхода компаратора DA1 через инвертор сигнал поступает на другой драйвер DA4.

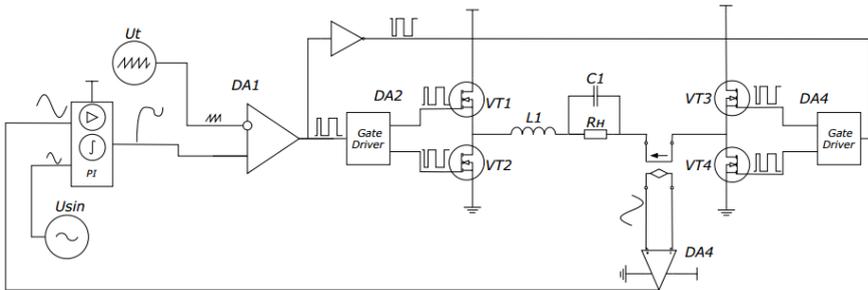


Рис. 1. Функциональная схема усилителя

Применение драйвера улучшает время переключения между парой транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4. Тогда как один транзистор находится в открытом состоянии, то есть проводит ток, другой транзистор закрыт. После поступления положительного управляющего сигнала на вход закрытого транзистора он открывается и начинает проводить ток, а другой в это время закрывается [4]. Использование такого нелинейного сигнала с ШИМ характеризует импульсный режим работы, который позволяет уменьшить

потери мощности.

Для выделения полезной низкочастотной составляющей сигнала необходимо фильтрующее устройство, состоящее из простейшей LC-цепи, частота среза которого соответствует необходимой частоте. На рис. 3 изображены входной и выходной сигналы.

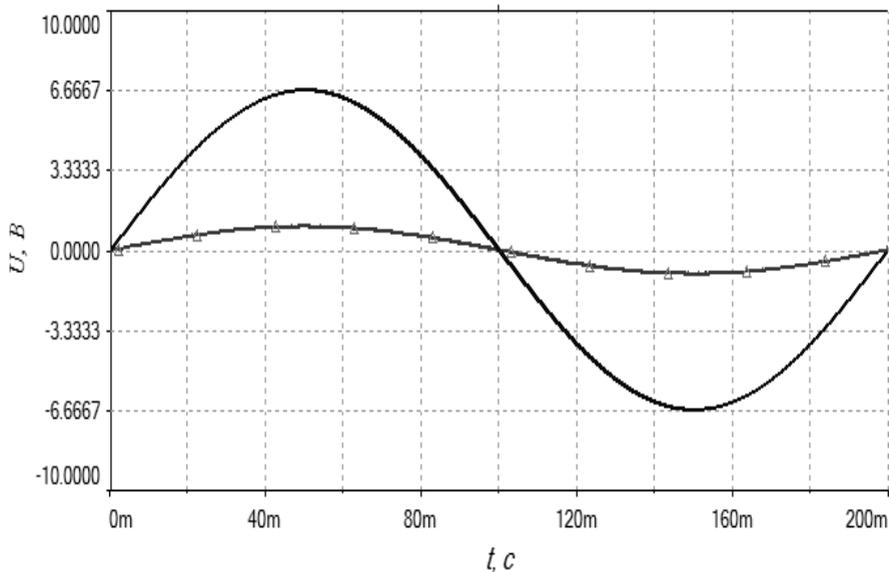


Рис. 3. Выходной и входной сигналы

Для организации обратной связи последовательно НЧ-фильтру включен источник тока, управляемый напряжением, выходной сигнал которого поступает на операционный усилитель в дифференциальном включении [1]. Далее усиленный сигнал поступает в пропорционально-интегральный регулятор, сравнивающий два сигнала на его входе.

Переходная характеристика ПИ-регулятора при ручной настройке для различных коэффициентов показана на рис. 4. Перерегулирование колебательного процесса с самой максимальной амплитудой составляет 190%. Для затухающего процесса со второй по величине амплитудой пикового значения уровень перерегулирования достигает 15%, при этом время переходного процесса составляет около 16 мс. При таких условиях реализации система может вести себя устойчиво. Стабильность работы оборудования особо важна в автоматизированных системах управления и в терминалах релейной защиты и автоматики из-за возможных резких скачков тока на входе.

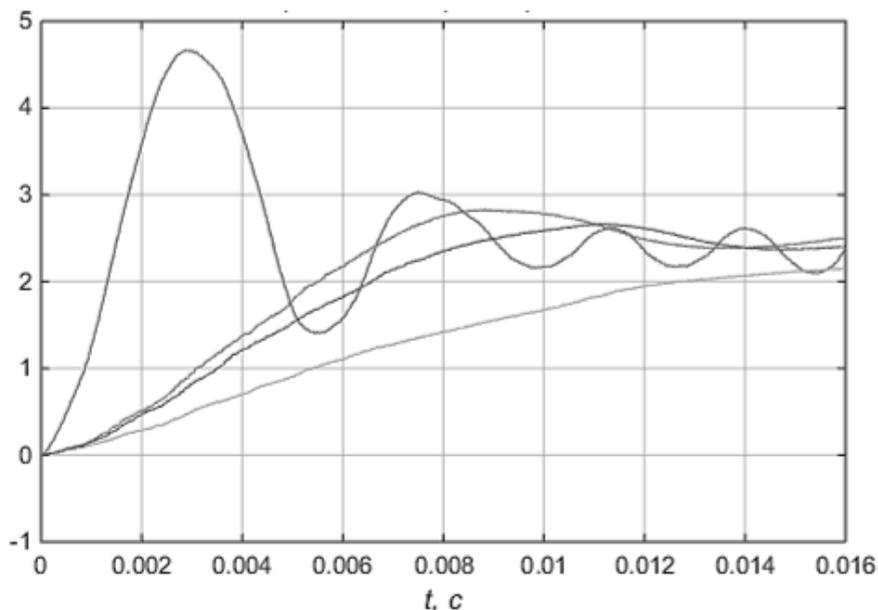


Рис. 4. Переходная характеристика

Таким образом, использование импульсного режима работы мостового усилителя тока для различных типов нагрузки позволяет увеличить КПД устройства. Применение в цепи обратной связи пропорционально-интегрального регулятора уменьшает величину переходного процесса и величину перерегулирования, что повышает устойчивость системы к скачкам тока на входе при любом характере нагрузки.

Список литературы

1. Чумаров, С.Г. Моделирование импульсных усилителей тока в среде Altium Designer // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2019. – С. 439-441.
2. Захаров, В.Г. Алгоритм машинного расчета линейных электрических цепей в символьном виде / В.Г. Захаров, А.Г. Чертановский, А.В. Малышев // Вестник Чувашского университета. – 2004. – № 2. – С. 150-155.
3. Чертановский, А.Г. Методика моделирования переходных процессов в однотактных каскадах на биполярных транзисторах // Нелинейный мир. – 2010. – Т. 8. – № 1. – С. 36-41.
4. D.Grahame Holmes. Pulse width modulation for power converters: principles and practice/ D.Grahame Holmes, Thomas A. Lipo// IEEE Press, 2003. – ISBN 0-471-20814-0.

Материал поступил в редколлегию 30.09.19.

С.Г. Чумаров

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

S.G. Chumarov (Chuvash State University)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОСИСТЕМ

MODELING OF HIGH FREQUENCY AMPLIFIERS FOR MODERN RADIO SYSTEMS

Рассмотрены особенности моделирования высокочастотных усилителей. Обоснована актуальность разработки таких усилителей и указаны области применения. Подробно описаны этапы проектирования усилителей.

The modeling features of high-frequency amplifiers are considered. The urgency of the development of such amplifiers is justified and the application areas are indicated. The stages of design of amplifiers are described in detail.

Ключевые слова: высокочастотный усилитель, коэффициент шума, СВЧ-транзистор, компьютерное моделирование.

Keywords: high-frequency amplifier, noise figure, microwave transistor, computer simulation.

Задача усиления радиосигналов в диапазоне до 1 ГГц и выше является актуальной из-за ограничения зоны уверенного приема, составляющей всего несколько километров. Причиной может быть малая мощность радиопередатчиков, особенности распространения радиоволн метрового и дециметрового диапазонов, высота расположения передающей антенны и её конструкция, рельеф местности [1]. Для обеспечения качества приема применяют антенны сложной конструкции и маломощные антенные усилители. Области применения подобных усилителей являются цифровое телевидение, сотовая связь, включая поколение 5G [2], FM-радио, радиомодемы, программно-определяемое радио (SDR) [3] и т.д.

В настоящее время рынок предлагает широкий ряд усилителей, отличающихся по назначению, ценой, диапазоном рабочих частот, коэффициентом усиления K_u , коэффициентом шума $K_{ш}$ и т.д. Известно, что K_u на ВЧ в усилительных каскадах с ОЭ очень критичен к верхней рабочей частоте $f_{гр}$ используемых транзисторов [4]. Максимально достижимый коэффициент усиления K_u двухкаскадного усилителя может достигать 40 дБ. Однако, в широком диапазоне частот неравномерность K_u может достигать до 10...15 дБ. При максимально возможных значениях K_u задача обеспечения устойчивости усилителей усложняется, поэтому обычно K_u ограничен значениями до 20...30 дБ, что во многих приложениях является вполне достаточной. Определяющим фактором дальности приема обычно принимают уровень собственных шумов, а не K_u . Так как уровень шума на

выходе $K_{ш.вых.}$ зависит в первую очередь от уровня шума транзистора первого каскада, усищаемого всеми последующими каскадами, то шумы последующих каскадов можно не учитывать. Сам усилитель обладает собственными шумами, которые усиливаются вместе с полезным сигналом и ухудшают отношение сигнал/шум усилителя. В качестве СВЧ транзисторов рекомендуется использовать в первом каскаде транзисторы с $K_{ш} < 1,5$ дБ.

Для определения шумов усилителя с несколькими каскадами используется показатель приведенного к входу коэффициента шума $K_{ш}$, который равен уровню шума на выходе, поделенному на общий коэффициент усиления, т.е. $K_{ш} = K_{ш.вых.} / K_u$. Коэффициент усиления имеет важное значение для компенсации потерь в фидере, но не для максимального усиления слабых сигналов.

На основе изучения схемотехники усилителей в качестве объекта исследования был выбран двухкаскадный апериодический усилитель ВЧ на биполярных транзисторах (рис. 1). Оба усилительных каскада усиления построены по схеме с общим эмиттером и емкостной связью между каскадами. Первый каскад – широкополосный, без коррекции. Стабилизация режима транзистора по постоянному току осуществляется при помощи отрицательной обратной связи (ООС) через резистор R1. Такая стабилизация позволяет соединить эмиттер транзистора VT1 непосредственно с общим проводом, что обеспечивает высокий устойчивый коэффициент усиления каскадов. Малые сопротивления нагрузки каскада (резистор R3) исключают возможность самовозбуждения усилителя на низких частотах. Во втором каскаде, в отличие от первого, имеется коррекция: конденсаторы C5 и C4.

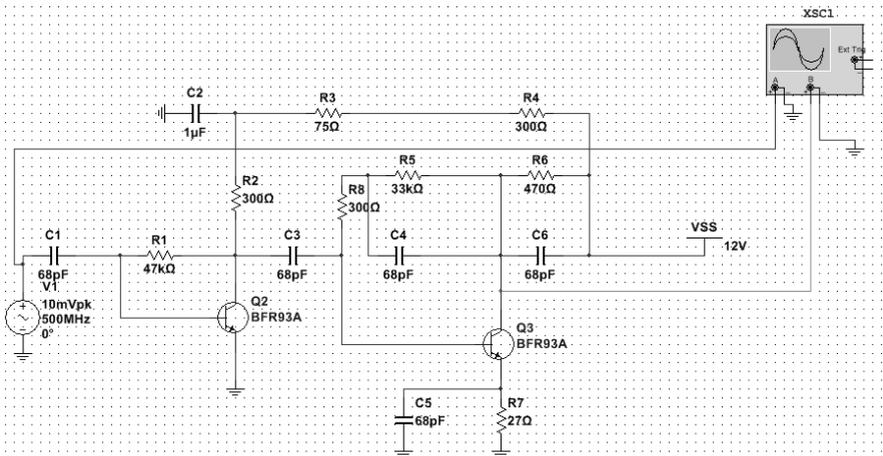


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя

Для компьютерного моделирования электронных схем имеется большой перечень программного обеспечения, позволяющих построить полную модель устройства на основе SPICE-моделей элементов, например, Altium

Designer [5], Multisim и т.д. Также возможно моделирование символьным методом [6]. Компьютерное моделирование позволяет обнаружить схемотехнические ошибки и подобрать оптимальное значение параметров элементов схемы за счет многократного моделирования. В данной работе для исследования усилителя использовался пакет Multisim.

На рис. 2 представлена АЧХ усилителя: полоса пропускания составляет ≈ 400 МГц; неравномерность АЧХ – $\approx 4,5$ дБ.

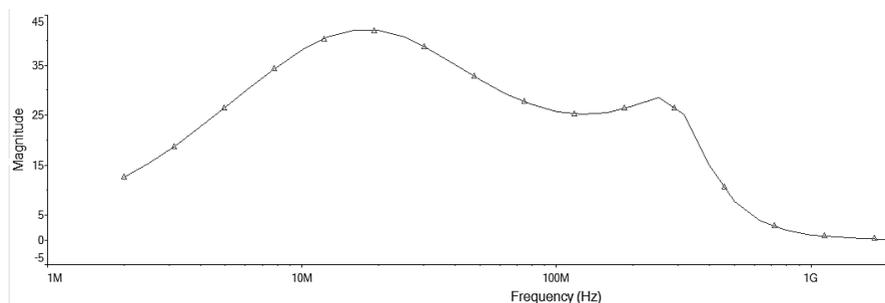


Рис. 2. АЧХ усилителя

Таким образом, исследуемый высокочастотный усилитель может быть применен для усиления сигналов от FM-радиостанций, для радиолюбительской связи, а при небольшой доработке возможно использование в качестве антенного усилителя для приема каналов цифрового телерадиовещания, сотовой связи и в качестве RF-секции SDR [3].

Список литературы

1. *Тужилин, С.* Усилитель ДМВ из широкополосного. – Радио, 1997 – №7 – С. 15.
2. *Магнитский, В.А.* Реализация технологии MIMO в сетях нового поколения 5G / В.А. Магнитский, С.Г. Чумаров // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы II Междунар. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. – С. 226-231.
3. *Чумаров, С.Г.* Особенности реализации и применения программно-определяемых радиосистем / С.Г. Чумаров, Ю.С. Милкин // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2019. – С. 442-443.
4. *Пахомов, А.* Антенные усилители SWA. – Радио, 1999 – №7 – С. 10-12.
5. *Чумаров, С.Г.* Моделирование импульсных усилителей тока в среде Altium Designer // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. – 2019. – С. 439-441.
6. *Чертановский, А.Г.* Методика моделирования переходных процессов в однотактных каскадах на биполярных транзисторах // Нелинейный мир. – 2010. – Т. 8. – № 1. – С. 36-41.

Материал поступил в редколлегию 30.09.19.

Д.А. Черемухин, Л.Г. Стаценко
(г. Владивосток, Дальневосточный Федеральный университет)
D.A. Cheremukhin, L.G. Statsenko (Vladivostok, FEFU)

ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ ПОДВОДНОЙ СВЯЗИ ЧЕРЕЗ МАГНИТНУЮ ИНДУКЦИЮ

REALIZING UNDERWATER COMMUNICATION
THROUGH MAGNETIC INDUCTION

В данной статье рассматривается перспективность применения магнитной индукции для подводных каналов связи, а также отличия от часто используемых видов связи. Также определяются различные составляющие потерь при прохождении сигнала под водой, и графические зависимости от параметров сигнала.

This article discusses the prospects of using magnetic induction for underwater communication channels, as well as differences from commonly used types of communication. Also, various components of losses during the passage of the signal under water, and graphic dependences on the signal parameters are determined.

Ключевые слова: магнитная индукция (МИ), скорость передачи, информация, подводная связь, канал связи, затухание, потери при распространении, магнитная проницаемость, постоянная Больцмана, магнитное поле.

Keywords: magnetic induction, transmission speed, information, underwater communication, communication channel, attenuation, propagation loss, magnetic permeability, Boltzmann constant, magnetic field.

Подводные коммуникации, основанные на МИ, отличаются от акустических или оптических волн, тем, что они реализованы с помощью магнитного поля, изменяющегося по времени, и позволяющего вести обмен информацией между передающей и принимающей сторонами.

Реализуя подводную связь на базе МИ, исследования приобретут перспективный характер, за счет незначительной задержки распространения сигнала, а также бесшумных и незаметных свойств проведения подводных операций.

Общее и повсеместное использование акустической волны, позволяет осуществлять связь под водой, которая сопровождается задержкой распространения вместе с ненадежным и непредсказуемым характером канала, который имеет низкую скорость передачи данных, что вызвано сложным многолучевым способом распространения. Весьма значительно влияние эффекта Доплера, кроме того имеется большая зависимость этих свойств от величины температуры и давления в водной среде.

Незначительная задержка распространения МИ волны обуславливается ее со скоростью распространения под водой: 33300000 м/с, в то время как у акустических волн: 1500 м/с. Эта чрезвычайно высокая скорость распространения в дальнейшем поможет проектировать и создавать разнообразные подводные сетевые сервисы (например, локальные сети).

В МИ-каналах связи, передача и прием информации осуществляются с помощью пары катушек небольших размеров - антенн (информация переносится изменяющимся во времени магнитным полем). Такое магнитное поле генерируется модулированным синусоидальным током в катушке МИ-антенны на передатчике [1]. Приёмник получает информацию с помощью демодулированного индуцированного тока в спиральной антенне, как показано на рисунке 1. В МИ-каналах связи дальность передачи меньше, чем длина волны.

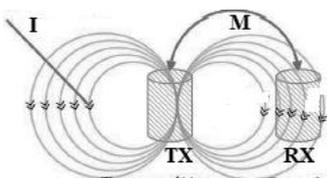


Рис.1. МИ система передачи данных

Ослабление МИ сигнала в водной среде. Потери при прохождении.

Передача сообщений через проводные среды, такие как морская вода возможна только на небольших расстояниях. Магнитное поле утрачивает свою интенсивность с пройденным расстоянием в среде, и по мере углубления в воду, согласно формуле 1:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}}, \quad (1)$$

где σ - электрическая проводимость, См/м.

Магнитная проницаемость в вакууме находится по формуле 2:

$$\mu = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\Gamma\text{Н}}{\text{м}} \quad (2)$$

Магнитные антенны предпочтительно должны работать на низких частотах в морской воде из-за затухания и наведенных вихревых токов, создающих вторичное поле в проводящей среде.

Ослабление (обратное к поверхностному эффекту) определяется формулой 3:

$$\alpha = \frac{1}{\delta} = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}, \quad (3)$$

где σ – электропроводность морской воды.

Следовательно, потери от ослабления, найдем из формулы 4:

$$PL_{\alpha} = 20 \cdot \log(e^{\alpha r}) = 8,69 \cdot \alpha \cdot r \quad (4)$$

На рис. 2 показана глубина проникновения зависящая от частоты (морская вода – синий цвет ($\sigma = 4 \frac{СМ}{М}$) и пресная – оранжевый цвет ($\sigma = 0,01 \frac{СМ}{М}$).

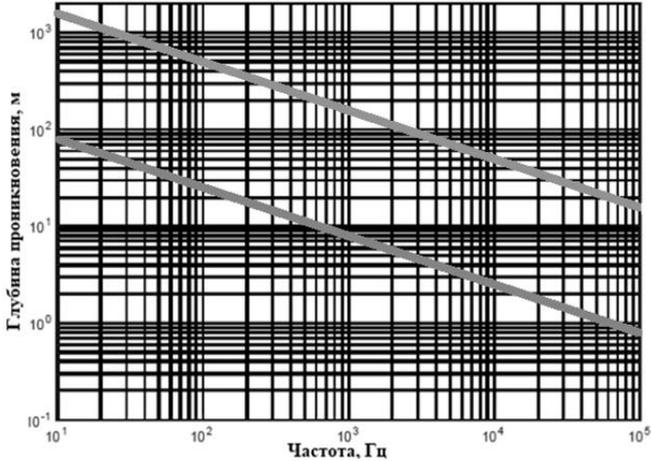


Рис. 2. Глубина проникновения для морской и пресной воды

Также при подводной передаче сигнала, на него может действовать тепловой шум.

Мощность шума определяется выражением 5:

$$N(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f, \quad (5)$$

где k - Постоянная Больцмана ($k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

T - температура в Кельвинах;

Δf – полоса пропускания.

Далее вычислим принимаемую мощность по формуле 6:

$$P_{RX} = 20 \log(\omega \cdot \mu \cdot H \cdot K_y), \quad (6)$$

где P_{RX} – принимаемая мощность, дБ.

С помощью закона Био-Савара-Лапласа, выразим напряжённость МП по формуле 7:

$$dB = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi} \cdot \frac{Idl}{R^2}; B = \int dB = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi} \cdot \frac{I}{R^2} \oint dl = \frac{\mu \cdot \mu_0}{4\pi} \cdot \frac{2\pi RI}{R^2} = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot I}{2R} \quad (7)$$

Магнитная индукция связана с H , по формуле 8:

$$B = \mu \cdot \mu_0 \cdot H \quad (8)$$

Определим напряжённость МП по формуле 9:

$$H = \frac{B}{\mu \cdot \mu_0} = \frac{I}{2R} \quad (9)$$

Максимальную теоретическую скорость по каналу передачи информации можно рассчитать по формуле емкости по формуле 10:

$$c = w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right), \quad (10)$$

где w -полоса пропускания (Гц);

$\frac{P_s}{P_N}$ - отношение мощности сигнала к шуму.

Определим мощность шума:

$$P_{ш} = 30 \cdot 10^{-17} \text{ Вт}$$

SNR для АМ сигнала примем 20, и произведем расчет принимаемой мощности по формуле 11:

$$SNR = \frac{P_s}{P_N} = 20 \quad (11)$$

Следовательно, при коэффициенте $K = 3$, $f = 153$ кГц, и $R = 10$ метров:

$$P_c = 60 \cdot 10^{-16} \text{ Вт}$$

$$60 \cdot 10^{-16} = 20 \log(\omega \cdot \mu \cdot H \cdot K_y)$$

$$I = 8 \text{ А}$$

Напряженность МП:

$$H = \frac{I}{2R} = 0,4 \frac{\text{А}}{\text{м}}$$

Рис. 3 показывает принимаемую мощность сигнала, которая зависит от удаленности передатчика и приемника.

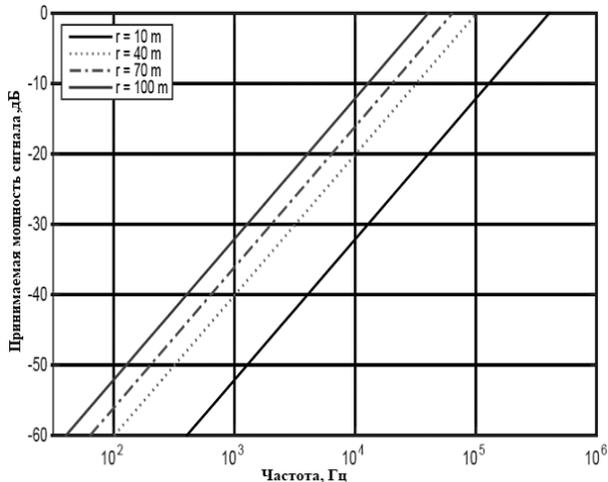


Рис. 3. Принимаемая мощность сигнала в зависимости расстояния

Список литературы

1. Domingo, C. «Magnetic Induction for Underwater Wireless Communication Networks», IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 60, no. 6, June 2012.

Материал поступил в редколлегию 11.10.19.

А.А. Штин

(г. Ижевск, Ижевский государственный технический университет
им. М.Т. Калашникова)

A.A. Shtin (Izhevsk, Izhevsk State Technical University named after M.T. Kalashnikov)

МОДЕЛИРОВАНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ MULTISIM

MODELING OF ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS IN THE MULTISIM

В докладе рассмотрены особенности моделирования в Multisim таких функциональных узлов электронных устройств, как аналого-цифровые преобразователи.

The report examined the features of modeling in Multisim such functional units of electronic devices as analog-to-digital converters.

Ключевые слова: моделирование, время преобразования, разрядность, аналого-цифровой преобразователь.

Keywords: modeling, conversion time, code length, analog-to-digital converter.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются распространенным узлом электронных устройств в связи с повсеместным использованием персональных компьютеров и других устройств с встроенными микропроцессорами и микроконтроллерами.

Естественно, что специалист в области проектирования, эксплуатации и ремонта электронных устройств должен иметь представление о принципах построения АЦП [1]. Поэтому изучение АЦП должно быть обязательным компонентом соответствующих дисциплин.

Не умаляя значимости практических занятий с реальными электронными элементами, следует заметить, что моделирование электронных схем имеет свои достоинства. Например, можно оперативно изменить конфигурацию схемы, тип элементов и численные параметры.

В докладе рассмотрены возможности моделирования АЦП в программной среде *Multisim*.

В *Multisim* есть две модели АЦП: 16-разрядный *ADC16* и 8-разрядный *ADC*. Алгоритм преобразования, реализованный в этих моделях, не описывается. Единственным параметром, доступным для пользования, является время преобразования, которое фиксировано и равно 1 мкс. Тем не менее, эти модели могут быть использованы в тех случаях, когда алгоритм преобразования АЦП не играет существенной роли.

Схема включения 8-разрядного АЦП показана на рис. 1. Сигнал пуска поступает на вход *SOC* в виде прямоугольного импульса положительной полярности. Сигнал готовности формируется на выходе \overline{EOS} через 1 мкс.

Заметим, что для преобразования разнополярного входного напряжения может быть включен второй источник опорного напряжения V_{ref-} .

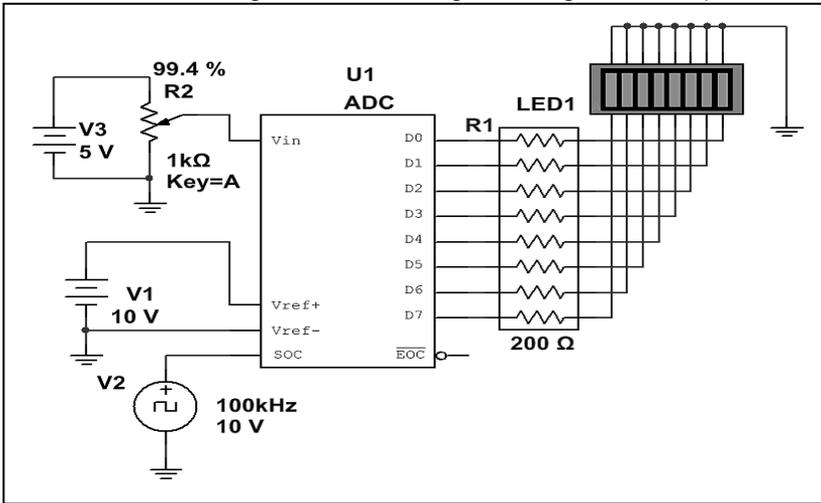


Рис. 1. Схема включения виртуального АЦП

Рассмотрим модель АЦП последовательного счета, который был практически первой практической реализацией принципа аналого-цифрового преобразования (рис. 2).

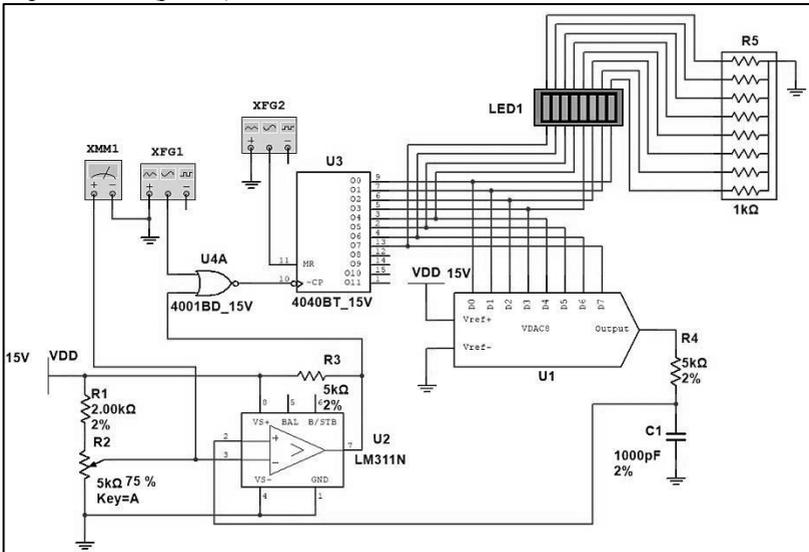


Рис. 2. Модель АЦП последовательного счета

Основные функциональные узлы данного АЦП: двоичный счетчик $U3$, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) $U1$, компаратор $U2$ и логический элемент $U4A$ (ИЛИ-НЕ). Принцип преобразования не требует особых пояснений. Генератор $XFG1$ формирует тактовые импульсы, генератор $XFG2$ вырабатывает импульсы запуска. Входное напряжение преобразуется во временной интервал, который заполняется импульсами с образцовой частотой.

Вольтметр $XMM1$ позволяет проверить соответствие между величиной входного напряжения и выходным кодом (индикатор $LED1$).

Рассмотрим еще один вид АЦП, в котором реализован принцип непрерывного слежения за величиной входного напряжения. Модель такого АЦП показана на рис. 3.

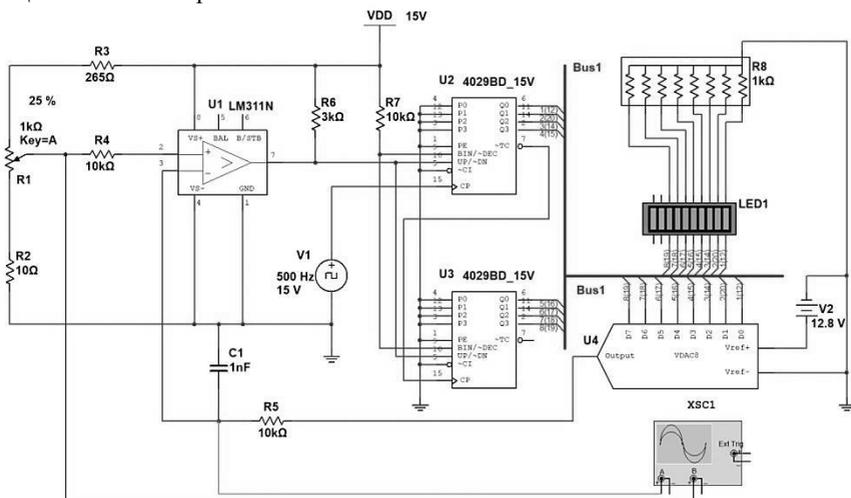


Рис. 3. Модель следящего АЦП

Основные функциональные узлы следящего АЦП: реверсивные двоичные счетчики $U2$ и $U3$, ЦАП $U4$ и компаратор $U1$.

Принцип действия следящего АЦП состоит в том, что компаратор постоянно анализирует знак разности между входным и образцовым напряжениями. Последнее формируется с помощью ЦАП. В зависимости от выходного сигнала компаратора счетчики работают либо в режиме суммирования входных импульсов, либо в режиме вычитания. Тактовые импульсы для счетчиков поступают от источника $V1$.

В некоторых случаях использования следящих АЦП позволяет улучшить динамические характеристики систем автоматического регулирования.

На рис. 4. показаны осциллограммы входного напряжения и выходного сигнала ЦАП, когда входное напряжение изменяется скачкообразно.

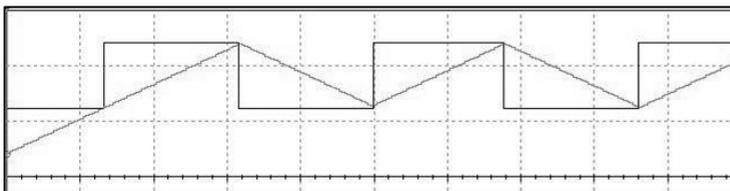


Рис. 4. Осциллограммы сигналов в следящем АЦП

Специфичным видом АЦП являются так называемые преобразователи "напряжение-частота" (ПНЧ). Обычно входное напряжение в подобных АЦП преобразуется в сигнал прямоугольной формы, частота которого прямо пропорциональна величине напряжения. Модель ПНЧ показана на рис. 5. Она включает популярный таймер 555 (U_2) и операционный усилитель U_1 .

Принцип действия основан на изменении времени заряда конденсатора C_1 в зависимости от входного напряжения.

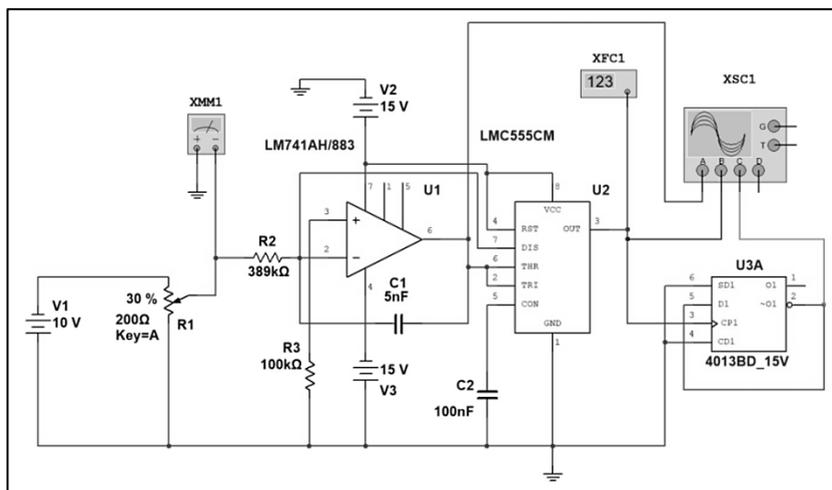


Рис. 5. Модель ПНЧ

Рассмотренные модели используются при выполнении практических работ по курсу "Электроника" на кафедре "Электротехника" ИжГТУ [2].

Список литературы

1. Микросхемы АЦП и ЦАП. Справочник / М., "Додека", 2005. – 432 с.
2. Штин, А.А. Электротехнические дисциплины в среде моделирования Multisim: лабораторный практикум. – Ижевск: ИжГТУ, 2016. – 220 с.

Материал поступил в редколлегию 10.10.19.

М.В. Ярославцев, О.А. Ефимова

(г. Новосибирск, Новосибирский государственный технический университет)

M.V. Yaroslavtsev, O.A. Efimova (Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University)

ВЛИЯНИЕ УРОВНЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТЯГОВЫХ ПОДСТАНЦИЙ НА СИСТЕМУ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ МЕТРОПОЛИТЕНА

IMPACT OF TRACTION SUBSTATION VOLTAGES ON THE SUBWAY ENERGY SUPPLY SYSTEM

Выполнен анализ причин неравномерного распределения нагрузки между тяговыми подстанциями метрополитена. С помощью специализированной имитационной модели тяговой сети доказано влияние перетоков электрической энергии между фидерными зонами подстанций сборные через шины выпрямительных агрегатов на токовые нагрузки подстанций.

The unequal spread of load between traction substations along a subway line is analyzed. The impact of energy crossflow between feeder zones of different substations over their output buses on the current loads of traction substation is evaluated.

Ключевые слова: электроснабжение, тяговая сеть, энергоэффективность, метрополитен, математическое моделирование.

Keywords: energy supply, traction circuit, energy efficiency, subway, numeric modeling.

Важной проблемой при эксплуатации тяговых подстанций является обеспечение равномерного распределения токовой нагрузки между ними. Неравномерность нагрузки приводит к неэффективному использованию ресурса оборудования, создает повышенные потери энергии в тяговой сети и отрицательно влияет на тяговые характеристики электроподвижного состава. По этим причинам возникает необходимость установления причин непропорциональности мощности, отдаваемой подстанциями, величине транспортной работы в их фидерной зоне, а также потребность выработки мероприятий по их устранению.

При анализе данных об уровне напряжения на тяговых подстанциях Дзержинской линии Новосибирского метрополитена за период с 14.07-19.07.2016 г. был выявлен большой разброс напряжений холостого хода подстанций (850-1100 В) и превышение уровня 975 В, установленного ГОСТ [1]. Можно выделить две основные причины, влияющие на уровень напряжения холостого хода подстанций. К ним относятся уровень напряжения в первичной сети 10 кВ и различный коэффициент понижения напряжения на разных тяговых подстанциях, вызванный применением различных типов оборудования (например, 6- либо 12-пульсных

выпрямителей) и переключением регулировочных обмоток тяговых трансформаторов. Различие уровня напряжения первичной сети на вводах тяговых подстанций связано как с питанием от различных понизительных подстанций в составе энергосистемы города, так и потерями в кабельных линиях 10 кВ.

Можно предположить, что различие нагрузки объясняется перетоками энергии через фидеры и шины тяговых подстанций, поскольку в системе электроснабжения метрополитена, как правило, применяется схема с раздельным двусторонним питанием контактного рельса.

Для проверки выдвинутого предположения и численной оценки влияния уровня напряжения холостого хода тяговых подстанций на их токовую нагрузку была использована имитационная модель тяговой сети, разработанная на кафедре электротехнических комплексов Новосибирского государственного технического университета. Модель позволяет выполнять анализ режимов работы тяговых сетей с различными схемами питания и секционирования при движении различных типов электроподвижного состава. Основные принципы реализации модели приведены в [2]. В ходе расчета моделируется движение поездов по исследуемому участку. На основании потребления энергии поездами выполняется расчет мгновенных схем замещения тяговой сети для каждого шага модельного времени. Результаты расчета служат основанием для нахождения общего потребления энергии, средних и среднеквадратичных токов подстанций за заданный интервал времени.

Особенностью модели является использование методов тяговых расчетов для определения поездных токов. При моделировании движения поездов учитываются профиль пути и локальные ограничения скорости, а также остановки на станциях. Последовательность расчета приведена в [3, 4].

Другой особенностью модели является учёт нелинейного характера процессов в схеме замещения. Нелинейность вызвана как применением полупроводниковых выпрямителей, так и зависимостью тяговых характеристик поезда от напряжения на токоприемнике.

Общий вид окна имитационной модели в режиме графического редактирования схемы питания и секционирования тяговой сети приведен на рис. 1. Составление схемы замещения и определение её параметров выполнены по методике, приведенной в [5, 6].

Основные результаты моделирования тяговой сети приведены в таблице 1. Полученные величины средних токов подстанций соответствуют данным экспериментальных измерений с некоторыми отличиями, вызванными неточностью определения параметров схемы замещения. Как следует из таблицы 1, нагрузка подстанции с наивысшим напряжением холостого хода в

переключением регулировочных обмоток тяговых трансформаторов, так и применением управляемых выпрямительных агрегатов на основе тиристорov.

Как показали результаты расчета, выравнивание напряжений на уровне 850 В позволит сократить мощность потерь в тяговой сети в момент одновременного пуска поездов с 577 до 259 кВт, что соответствует повышению общего КПД системы электроснабжения на 3%.

Список литературы

1. *ГОСТ 6962-75*. Транспорт, электрифицированный с питанием от контактной сети. Ряд напряжений (с Изменением №1). – М: Изд-во стандартов, 1975.

2. *Ярославцев, М.В.* Определение электрических потерь в тяговой сети городского электротранспорта моделированием мгновенных схем замещения / М.В. Ярославцев // САПР и моделирование в современной электронике: сб. науч. тр. I Междунар. науч.-практ. конф./ под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина.– 2017.– С. 109-112.

3. *Мятеж, А.В.* Исследование сезонных изменений потребления электрической энергии троллейбусом / А.В. Мятеж, М.В. Ярославцев, Д.Д. Забелина // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. – 2014.– № 1-2.– С. 282-286.

4. *Мятеж, А.В.* Определение энергоёмкости бортового буферного конденсаторного накопителя энергии для городского электрического транспорта / А.В. Мятеж, М.В. Ярославцев // Транспорт Российской Федерации.– 2013.– № 4 (47).– С. 62-65.

5. *Кузнецов, С.М.* Исследование на математической модели переходных процессов в тяговой сети железных дорог постоянного тока при пуске поезда / С.М. Кузнецов, И.С. Демиденко, М.В. Ярославцев, А.В. Гашкова, А.О. Кривова // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока.– 2009.– №2. – С. 324-327.

6. *Сопов, В.И.* Системы электроснабжения электрического транспорта на постоянном токе / В.И. Сопов, Н.И. Щуров.– Новосибирск, 2013.– 727 с.

Материал поступил в редколлегию 01.10.19.

СОДЕРЖАНИЕ

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

Акулов П.А., Петрешин Д.И., Сырых А.Д. Необходимость применения компенсирующего механизма в конструкции установки измерения сил сочленения-расчленения электрических соединителей.....	3
Балакин А.И., Балакина Н.А., Мезина М.А. Использование переменных MS Excel в Autodesk Inventor при проектировании изделий различной сложности.....	9
Балакина Н.А., Балакин А.И., Мезина М.А., Бочко Д.Н., Цыганкова В.М. Использование САПР для анализа напряжений при проектировании ключей ортопедических инструментов	13
Бушанский С.К., Комаров В.В., Чуркин А.О. Конечно-элементный анализ прямоугольных резонаторов с металлическими включениями	17
Горин В.Я., Давидсон Н.Н. Использование учебно-исследовательской САПР воздушных ЛЭП при исследовании математической модели кривой провисания провода	20
Гришин Р.С., Неснов Д.В. Создание датчика избыточного давления Метран-43 ДИ при помощи программы КОМПАС-3D	27
Климачев В.С., Малаханов А.А. Использование САПР для создания управляющей программы изготовления печатных плат лазером	30
Колошкина И.Е., Аверченков А.В. САПР и эффективность конструкторско-технологической подготовки производства.....	33
Краснов Д.Г., Степанов Е.М. Применение программ NX И E3 Series для электрической маршрутизации прокладки проводов и жгутов	37
Медведев И.И. Ещё одна новая ошибка в Multisim 14	41
Манахов И.И., Богомолов Б.К. Отличие состояний триттера в разных САПР БИС И ПЛИС	44
Павлюков В.А., Коваленко А.В., Герасименко М.Р., Яковлева Е.А. Автоматизация построения процесса расширения пара в турбине в NS-диаграмме в среде пакета AutoCAD.....	49
Охунов Д.М., Охунов М.Х., Акбарова М.У. Общая методология оценки и выбора компонентов автоматизированных систем.....	54

Филипович О.В., Кошечая Д.О., Кадыков Н.Ю., Камцев В.А., Гомонюк А.Д. Применение САПР при проектировании корпуса обруча нейрорганитурь.....	58
--	----

СЕКЦИЯ «ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ»

Ахметзянова А.И., Латыпова Э.Р. Радиолокационные методы обнаружения биообъектов.....	62
Богачев А.М., Крылов В.П. Зависимость энергии активации глубоких уровней от режимов измерений.....	66
Воронин В.В. Эквивалентность дефектов в технической диагностике.....	69
Гадашев Д.Г., Дракин А.Ю., Княгинин Д.А. Автоматизация линии лесозаготовки и распиловки древесины.....	72
Княгинин Д.А., Гадашев Д.Г., Дракин А.Ю. Модернизация системы автоматизации пильного и сортировочного узлов линии лесозаготовки.....	74
Катруша А.Н. Расчет и анализ уровней импульсного излучения апертурной антенны при фокусировке.....	77
Латыпова Э.Р., Ахметзянова А.И., Ганцев Р.Х. Измерительное устройство для управления процессом электрохимического полирования титана.....	80
Митина Н.А., Крылов В.П. Экспериментальная проверка моделей РСГУ	84
Потапов Л.А., Школин А.Н. Анализ способов определения и применения тепловых параметров высокочастотных импульсных преобразователей напряжения.....	86
Тихонов Д.Е., Стаценко Л.Г. Исследование радиочастотного спектра с помощью программного комплекса SDRSharp.....	92

СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ, ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И УСТРОЙСТВ»

Тяпин А.А., Кинев Е.С. IGBT-инвертор с биполярной синусоидальной ШИМ для двухфазной линейной МГД-машины.....	96
Корнеев А.П., Давлетбаев Р.Я. Разработка электромагнитного ускорителя масс Гаусса.....	103
Малинин Г.В., Сергеев А.Г. СИФУ с автоматической синхронизацией.....	107

Мукаева В.Р., Парфенов Е.В., Мукаев Р.Ю., Горбатков М.В. Моделирование электрического поля электролизера при ПЭО магния при изучении специальных глав электротехники	111
Надточей А.Г., Федяева Г.А., Татуйко П.С., Беззубенко А.И. Повышение энергоэффективности электропривода механизма передвижения мостовых кранов	113
Полющенко И.С. Разработка асинхронного электропривода со скалярным управлением	116
Толкачев К.В., Пугачев А.А. Статические характеристики асинхронного электропривода с поворотным статором	120
Рыбушкин Н.А., Афанасьев А.Ю. Моделирование конвертора в двигательном режиме электродвигателя при постоянной нагрузке в программе Matlab Simulink	124
Студнева Е.Е., Афанасьев А.Ю. Моделирование асинхронного электродвигателя	128
Чуприна Н.В., Седых С.В., Пугачев А.А. Сравнительная оценка энергоэффективности электроприводов с асинхронными двигателями при различных законах управления	132
Юсифов Р.А. Математическая модель для экспериментального исследования вибрационного устройства с низкочастотным механическим колебанием	136
Дадабаев Ш.Т. Моделирование мягкого пуска синхронных электроприводов	140
Филипович О.В., Чаленков Н.И., Салиенко А.В. Модель движения рабочего органа SCARA-модуля с учетом характеристик его элементов	145
Хурамшин Р.Н., Джауль А.Л., Штеников И.В. Исследование тиристорного источника питания резистивного испарителя	149

СЕКЦИЯ «МУЛЬТИФИЗИЧЕСКОЕ, МАТЕМАТИЧЕСКОЕ, ПОВЕДЕНЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ»

Батенков К.А. Моделирование множеств несвязных подграфов для сложноразветвленных сетей	153
Батенков К.А., Орешин А.Н., Бакалец М.А. Параметры производительности многоточечной передачи	155
Ахмедова С.М., Ахмедов М.А. Реализация алгоритма имитационной модели на примере гибкой производственной системы	159

Бутарев И.Ю., Школин А.Н. Сравнительный анализ режимов работы поведенческой модели понижающего ШИМ-контроллера в Matlab Simulink	163
Быстрова И.В., Данильчук Е.А., Подкопаев Б.П. Оптимизация диагностической модели локализации ошибки в сетях цифровых автоматов	167
Индюхов К.А., Батенков К.А., Стремоухов М.В. Дисперсия ошибки непараметрических методов оценивания нестационарных сигналов.....	173
Инкин Т.А., Штенников И.В. Математическая модель прогнозирования скорости формирования конденсационного покрытия при термическом испарении в вакууме	175
Ланцов В.Н., Папулина А.П. Новый алгоритм решения уравнений гармонического баланса	179
Малаханов А.А. Поведенческая модель линейного стабилизатора напряжения на языке SPICE	182
Малинин Г.В., Янкевич С.В. Логический автомат управления драйвером в системе управления мощными силовыми преобразователями	187
Краснопевцев Е.А. Корреляционные взаимодействия квантовых частиц	191
Немтин В.Г., Кареев М.И., Кищенко М.А. Получение закономерностей распределения остаточных напряжений и деформаций в комбинированных соединениях «труба–трубная решетка» кожухотрубчатых теплообменных аппаратов	198
Школин А.Н. Численный способ определения частотных характеристик поведенческих моделей импульсных преобразователей	202
Ярославцев М.В., Латышев Р.Н., Земляков Е.А. Имитационная модель транспортного средства на электромагнитном подвесе	210

СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ»

Аверченкова Е.Э., Горбунов А.Н. Математическая модель системы управления региональной социально-экономической системой	214
Венедиктов Ф.А., Коряковская Н.В. Оценка моделирования передаточной функции в адаптивной системе регулирования расхода пара	218
Корнеев А.П., Абабурко В.Н. Моделирование в системах с распределенными параметрами с учетом диссипации.....	222
Краснов Д.Г., Новосельский В.Г. Построение динамической модели системы электроснабжения вертолета	226

**СЕКЦИЯ «МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ, ФИЗИЧЕСКИХ И РАДИОСИСТЕМ
ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ, ПРОИЗВОДСТВЕ, НАУЧНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЯХ И В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ»**

Амелина М.А., Амелин А.С. Разновидности цепей обратной связи сетевого импульсного источника питания.....	229
Амелин С.А., Амелина М.А. Создание модели нелинейной емкости МОП-транзистора.....	234
Амелин С.А., Киселев К.О. Моделирование влияния паразитного сопротивления проводов на работу ветроэнергетической установки	238
Глухова О.Е., Саяпин К.А., Слепченко М.М. Применение программного пакета открытого доступа QUCS в учебном процессе для моделирования микроволновых устройств.....	243
Быков К.В., Лазарева Н.М., Яров В.М. Статические и динамические характеристики трехуровневого повышающего конвертора	246
Быков К.В., Лазарева Н.М., Яров В.М. Определение параметров схемы замещения трансформатора.....	253
Васильева Л.Н., Ильина И.И. Моделирование инфокоммуникационных сетей на основе платформы Cisco Packet Tracer.....	258
Дементьев Н.И., Малаханов А.А. Разработка стабилизированного преобразователя напряжения для питания датчиков в автомобильной технике	260
Жмакин М.С., Чадюк И.Д., Надымов А.В. Моделирование системы связи с прямым расширением спектра на аппаратном модуле Emona DATeX. Оценка влияния шумов на качество демодуляции	263
Зотин В.Ф. Определение частотных характеристик микросхем импульсных преобразователей напряжения	267
Илюшин М.В., Лактюшин И.А., Карабцев И.А. Исследование процесса передачи речевого сигнала в сетях с коммутацией пакетов методами аналитического и имитационного моделирования	271
Кихтенко С.Н. Применение MathCAD при моделировании задач на занятиях по астрономии.....	274
Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Синтез энергоэффективных триггеров на КМОП-транзисторах	277
Коркин А.Г., Цвиоров К.Л. Модель зоны обслуживания сети радиодоступа	280

Магнитский В.А. Моделирование МІМО канала сетей пятого поколения в системе Matlab Simulink.....	284
Мукаева В.Р., Парфенов Е.В., Мукаева Г.Р. Моделирование физических процессов на занятиях по электротехническим дисциплинам как ступень формирования современного специалиста	286
Пивторак А.В., Малаханов А.А. Вариант синтеза цифрового фильтра в программном пакете Scilab.....	288
Седых С.В., Гадашев Д.Г., Дракин А.Ю. Методы снижения пульсаций светового потока в светодиодных источниках света	290
Скворцов А.А. К определению предельной мощности, передаваемой по коаксиально-секторному волноводу.....	294
Серебрянников А.В., Кубышкина О.В., Серебрянникова В.Н. Моделирование прямоугольного импульсного преобразователя постоянного напряжения на базе микросхемы UC3842 в программе Multisim	298
Татуйко П.С., Федяева Г.А., Беззубенко А.И. Повышение энергоэффективности электрических транспортных средств.....	303
Топчий О.А., Дракин А.Ю. Исследование электромагнитных процессов при разрыве провода в ЛЭП.....	307
Туркина Н.Р., Бильдюк Н.А., Рак А.А. Работоспособность химического горизонтального емкостного аппарата с рубашкой	312
Фарфоровский Д.Б. Анализ эффективности актуальных помехоустойчивых кодов для повышения пропускной способности сетей связи	316
Чадюк И.Д., Жмакин М.С., Надымов А.В. Моделирование системы связи с применением линейных кодов и оценка их эффективности	318
Чумаров С.Г., Чернов В.К. Исследование мостового усилителя тока с ПИ регулированием.....	321
Чумаров С.Г. Моделирование высокочастотных усилителей для современных радиосистем.....	325
Черемухин Д.А., Стаценко Л.Г. Осуществление подводной связи через магнитную индукцию	328
Штин А.А. Моделирование аналого-цифровых преобразователей в среде моделирования Multisim.....	332
Ярославцев М.В., Ефимова О.А. Влияние уровня напряжения тяговых подстанций на систему электроснабжения метрополитена	336

Научное издание

САПР И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

**Сборник научных трудов
III Международной
научно-практической конференции
Брянск, 24 – 25 октября 2019 г.**

Компьютерный набор О.А. Топчий

Сборник научных трудов публикуется в авторской редакции

Темплан 2019 г., п. 67

Подписано в печать 25.12.19. Формат 60 x 84 1/16. Бумага офсетная.
Печать офсетная. Печ. л. 20,10. Уч.-изд. я. 20,10. Тираж 100 экз.

Брянский государственный технический университет
241035, Брянск, бульвар 50 лет Октября, д. 7
Типография «Карат», ул. Ульянова, 34