

ISSN 1818-0442

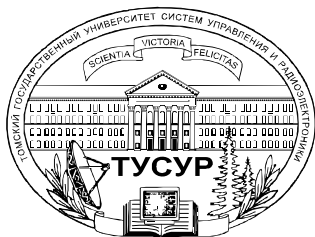
Доклады ТУСУРА. 2016 • Том 19, №1

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2016 • Том 19, № 1





Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Том 19, № 1, 2016

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.

(Красноярск)

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН

(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН

Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН

Республики Армения (Москва)

В.В. Шайдуров, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, д.т.н., проф.

Ответственный секретарь:

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

Адрес редакции:

634050, г. Томск,
пр. Ленина, 40, ТУСУР,
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство
о регистрации МНС РФ
1027000867068
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648
в каталоге Агентства
«Роспечать»: газеты и журналы

Издательство

**Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники**
634050, Томск, пр. Ленина, 40,
тел. (382-2) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен
и отпечатан тираж ИП В.М. Бочкаревой
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.03.2016.

Формат 60×84 1/8.

Усл. печ. л. 10

Тираж 500. Заказ 3

Содержание

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

Гулько В.Л., Мещеряков А.А.

Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга
и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка5

Дембицкий Н.Л., Фам Вьет Ань

Учет влияния погрешностей технологического процесса
на выход годных при изготовлении высокочастотных
устройств на печатных платах9

Загородских Е.В.

Кондуктивная помехоэмиссия мостового инвертора напряжения
в режиме стабилизации тока и пути её снижения14

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

Авсентьев А.О.

Определение ценности информации21

Данько Е.В.

Численный метод оценки полезности проведения экспертизы
инвестиционных проектов25

Шелупанов А.А., Смолина А.Р.

Методика проведения подготовительной стадии исследования
при производстве компьютерно-технической экспертизы31

Катаев М.Ю., Бекеров А.А., Лукьянов А.К.

Методика выравнивания временных рядов вегетационного
индекса NDVI, полученных по данным спектрорадиометра MODIS35

Дунаев П.А., Рябцунов С.Ю., Шукралиев М.А.

Сравнительный анализ конфигураций маршрутизатора,
влияющих на изменение полосы пропускания сигнала40

Катаев М.Ю., Коробко А.П., Котельникова Н.А.

Оценка угловых параметров походки человека из скелетной модели,
полученной на основе обработки изображений46

Ходашинский И.А., Сарин К.С.

Методика построения компактных и точных нечетких систем
типа Такаги–Сугено50

Нгуен А.Т., Ефремов А.А.

Компьютерное моделирование показателей нечеткой надежности57

Бушлякова О.С., Замятин Н.В.

Виртуальная модель прибора для отладки его программного
обеспечения63

Кочергин М.И., Кочергина К.С.

Формализация текстовых условий задач по физике65

Ватюк А.А.

Моделирование параметров гетероструктурного полевого
транзистора в среде Silvaco TCAD69

Нейман Л.А., Нейман В.Ю.	
Моделирование процессов в электромагнитном вибрационном преобразователе с потерями энергии в магнитопроводе.....	73
Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Т.	
Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками.....	79
Лебедев И.А., Пономарёв А.П.	
Модель термообработки металлических изделий в вакуумных электрических печах сопротивления.....	83
Матолыгин А.А., Истомин А.Д., Носков М.Д., Чеглоков А.А.	
Программный комплекс для моделирования процесса прессования изделий из порошков	90

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Афанасьев А.М., Голембиовский Ю.М.	
Способ задания режимов коммутации силовых ключей при моделировании преобразователя комбинированной структуры с LCD-снабженными цепями	99
Лекарев А.Ф., Костарев И.С., Гаврилов А.М., Нагорный В.О.	
Метод синтеза регулятора двухмассового электропривода.....	104

СООБЩЕНИЯ

Лукаш В.С., Романова М.А., Смирнов С.В.	
Тепловой режим приборных светодиодных ламп ЛПМ 26	111
Требования, 2016 г.	114

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием радиомаяка

Предлагается поляризационно-модуляционный способ оценки пеленга и угла крена подвижного объекта (ПО) с использованием радиомаяка, излучающего одновременно два синфазных сигнала одинаковой амплитуды и частоты, но с взаимно ортогональными линейными поляризациями. Принимаемые сигналы модулируются по амплитуде поляризационным модулятором, установленным в СВЧ-тракте приемной антенны ПО. На выходе одноканального радиоприемного устройства на борту ПО анализируются амплитуда и фаза четвертой гармоники частоты модуляции, значения которых используются для вычисления пеленга и угла крена ПО.

Ключевые слова: радиомаяк, ортогональные линейно поляризованные сигналы, вектор Джонса, поляризационный модулятор, пеленг, угол крена, подвижный объект.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-5-8

В практической навигации в современных угломерных радиомаячных системах (РМС) используются амплитудные, частотные, фазовые или временные методы измерения пеленга подвижного объекта [1]. Такая классификация методов обусловлена тем, что угловая информация, характеризующая положение центра масс ПО в различных системах отсчета, содержится в амплитудных, частотных, фазовых или временных характеристиках принимаемых на борту ПО сигналов радиомаяка. В то же время такие навигационные элементы, как крен и тангаж, определяющие перемещение ПО относительно его центра масс в горизонтальной плоскости, современными РМС не определяются, и для их измерения традиционно используются дорогостоящие бортовые автономные гироскопические системы ориентации [2]. Этот недостаток обусловлен тем, что излучаемые радиомаяком сигналы рассматриваются как некоторые скалярные величины (функции времени), а поляризационные характеристики сигналов как «носитель» навигационной информации об угловом положении ПО на практике не используются.

В работе [3] рассматривается поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО. Суть метода заключается в том, что радиомаяк из двух пространственно разнесенных на расстоянии d в горизонтальной плоскости точек одновременно излучает ортогональные линейно поляризованные сигналы с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн.

На борту ПО результирующий сигнал принимается всеполяризованной приемной антенной одноканального приемного устройства, в СВЧ-тракт которого вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой $\lambda/2$ фазовой пластины [3]. Пеленг α , определяемый как угол между нормалью к середине базы d и направлением на ПО, оценивается косвенным способом по амплитуде четвертой гармоники 4Ω частоты вращения поляризационного модулятора, содержащейся в выходном сигнале приемного устройства. Недостаток метода заключается в том,

что его функциональные возможности ограничены, так как измеряется только пеленг α ПО и не измеряется его угол крена. В работах [4–6] предлагаются поляризационно-модуляционные методы измерения угла крена ПО. В работах [4, 5] рассматривается метод, когда радиомаяк излучает из одной точки горизонтально поляризованные сигналы, вектор напряженности электрического поля которых лежит в горизонтальной плоскости. А в работе [6] рассматривается метод, когда радиомаяк излучает одновременно из двух пространственно разнесенных точек ортогональные линейно поляризованные сигналы. На борту ПО излучаемые радиомаяком сигналы принимаются приемной антенной, в СВЧ-тракт которой вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде фарадеевского вращателя с частотой Ω' плоскости поляризации принимаемых сигналов. Крен ПО оценивается на выходе приемного устройства по фазе второй гармоники $2\Omega'$ частоты вращения плоскости поляризации принимаемых сигналов. Этот метод также функционально ограничен, так как измеряется только крен ПО и не измеряется его пеленг.

В настоящей работе исследуется поляризационно-модуляционный метод одновременного измерения пеленга и угла крена ПО для случая, когда радиомаяк излучает ортогональные линейно поляризованные сигналы.

Суть метода заключается в следующем. Предположим, что радиомаяк из двух точек, разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d , одновременно излучает ортогональные линейно-поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн λ . Предположим, что расстояние от радиомаяка до ПО велико и фазовый фронт волны в районе ПО можно считать плоским. Тогда, используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [7], излучаемые электромагнитные волны на направлении α могут быть представлены вектором Джонса результирующей волны в виде [3]

$$\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{p}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\Delta\varphi} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\alpha$ – фазовый сдвиг между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема на ПО.

Наличие множителя $\frac{1}{\sqrt{2}}$ в выражении (1) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью результирующей волны.

Предположим, что в СВЧ-тракт приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины [8]. Предположим также, что ПО имеет в общем случае крен $\pm\gamma$, определяемый как угол между правой относительно центра масс поперечной осью ПО и горизонтальной плоскостью [1].

Для описания взаимодействия результирующей волны (1) с элементами высокочастотного тракта приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства с вмонтированным поляризационным модулятором воспользуемся оператором Джонса [8]. Тогда сигнал на выходе линейного поляризатора можно представить в декартовом поляризационном базисе как результат преобразования

$$\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{вых}} = C \cdot [I] \cdot [M] \cdot [R(\pm\gamma)] \cdot \dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{p}}, \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{p}}$ – вектор Джонса результирующей волны в точке приема на ПО, определенный в декартовом поляризационном базисе (1);

$$[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \mp\sin\gamma \\ \pm\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} – \text{оператор поворота}$$

на угол крена $\pm\gamma$;

$+\gamma$ – положительный угол крена, когда правая, относительно центра масс, поперечная ось ПО (или правое крыло летательного аппарата (ЛА)) находится ниже горизонтальной плоскости [1];

$-\gamma$ – отрицательный угол крена, когда правая поперечная ось ПО (или правое крыло ЛА) находится выше горизонтальной плоскости [1];

$$[M] = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} – \text{оператор Джонса по}$$

поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, записанный в декартовом поляризационном базисе [8];

$\theta = \Omega \cdot t$ – угол ориентации полуволновой $\lambda/2$ фазовой пластины;

$$[I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} – \text{оператор Джонса линейного по}$$

ляризатора (переход с круглого волновода на прямоугольный) с горизонтальной собственной поляризацией совпадающей с поперечной осью ПО;

C – постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до ПО.

Проделив в (2) необходимые преобразования, получим на входе приемника

$$\dot{E}_{\mathbf{вх}}(\theta) = C \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \sin(2\theta \pm \gamma) + \cos(\Delta\varphi) \sin(2\theta \pm \gamma) + j \sin(2\theta \pm \gamma) \cdot \sin(\Delta\varphi) \}. \quad (3)$$

Амплитуда сигнала на выходе приемника с логарифмической амплитудной характеристикой и линейным детектором равна

$$E_{\mathbf{вых}}(\theta) = \lg \left(C \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + \lg | \sin(2\theta \pm \gamma) + \cos(\Delta\varphi) \sin(2\theta \pm \gamma) + j \sin(2\theta \pm \gamma) \cdot \sin(\Delta\varphi) |. \quad (4)$$

После преобразований (4), с учетом того, что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряют в децибелах при $\theta = \Omega \cdot t$, получим

$$E_{\mathbf{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 + \cos(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t \pm 2\gamma)). \quad (5)$$

Из анализа (5) видим, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника присутствует только спектральная составляющая на частоте 4Ω . Причем её амплитуда определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ и, с учетом (1), определяется только пеленгом α ПО, что полностью согласуется с результатами исследований, полученных в [3]. А её фаза $\varphi_{4\Omega}$, с учетом (5), связана с углом крена γ между поперечной осью ПО и горизонтальной плоскостью соотношением

$$\gamma = \pm \frac{\varphi_{4\Omega}}{2} [\text{рад}]. \quad (6)$$

При этом необходимо отметить, что фаза $\varphi_{4\Omega}$ отсчитывается относительно фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$, определяемой угловым положением полуволновой пластины.

Соотношение (5) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений γ и $\Delta\varphi$. Результаты расчета приведены на рис. 1. Из графиков рис. 1, а видно, что при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = 0^\circ$, т.е. ПО находится на перпендикуляре к середине базы d , соединяющей точки излучений, амплитудная модуляция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100%-ной глубины. При этом угол крена γ не влияет на форму этой зависимости и на глубину амплитудной модуляции, а определяет только её сдвиг по фазе (кривые 1–3). Аналогичные зависимости наблюдаются и для фазового сдвига $\Delta\varphi$, лежащего в пределах $0^\circ \leq \Delta\varphi < 90^\circ$. Пример зависимости амплитуды выходного сигнала при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = 22,5^\circ$ приведен на рис. 1, б.

Из анализа рис. 1 видим, что за полный оборот полуволновой фазовой пластины амплитуда выходного сигнала логарифмического приемника становится промодулированной учетверенной частотой её вращения. Последнее приводит к появлению в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника спектральной составляющей на частоте 4Ω , амплитуда $A_{4\Omega}$ которой определяется угловым положением α ПО, а её фаза $\varphi_{4\Omega}$ – углом крена γ .

Применив преобразование Фурье к соотношению (5), амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω может быть определена как

$$A_{4\Omega}[\text{дБ}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ввых}}(\Omega t) \cdot \sin(4\Omega t) d\Omega t \quad (7)$$

и достигает своего максимального значения $A_{4\Omega} = 8,69$ дБ при условии $\Delta\varphi = 0^\circ$ и $\gamma = 0^\circ$. В случае, когда $\Delta\varphi = 90^\circ$ амплитуда сигнала на выходе приемника не зависит от углового положения полу-

волновой фазовой пластины, а амплитуда спектральной составляющей $A_{4\Omega}$ равна 0 дБ. В первом случае результирующая волна (1) в точке приема на ПО поляризована линейно, во втором – поляризована по кругу.

Предложенный радиомаячный поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга и угла крена ПО отличается простотой технической реализации, т.к. используется бортовое одноканальное приемное СВЧ-устройство, а измерение навигационных элементов осуществляется на выходе приемника на частоте, кратной частоте вращения поляризационного модулятора.

В практической навигации предложенный метод может использоваться совместно с пилотажно-навигационными системами ориентации ЛА при заходе на посадку по радиомаяку.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания (проект № 3656) в сфере научной деятельности по заданию № 225/2015 на 2016 год.

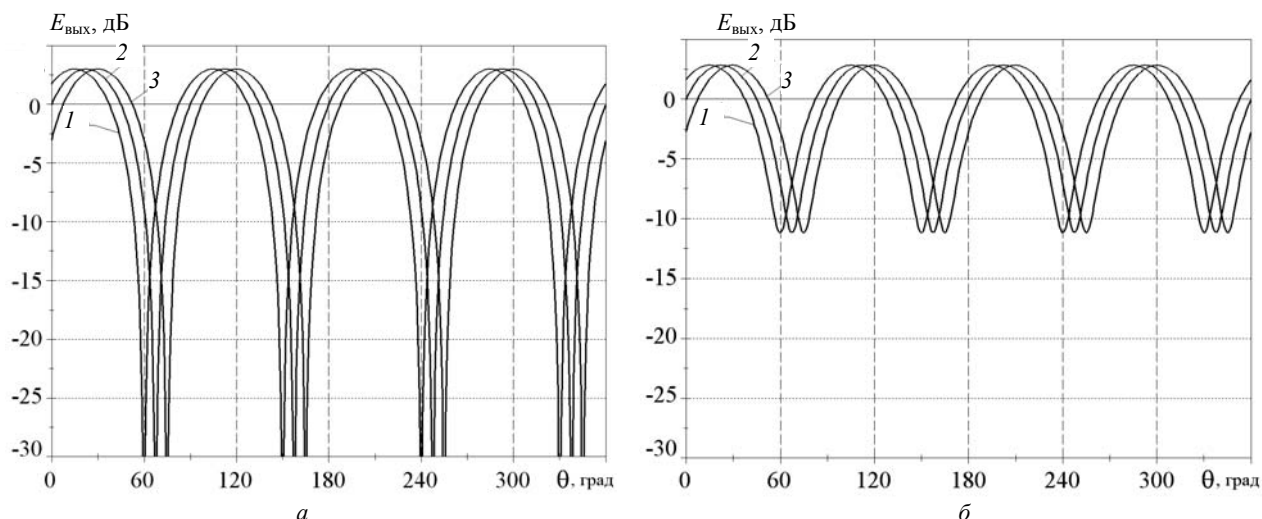


Рис. 1. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений угла крена γ при:

$a - \Delta\varphi = 0^\circ$ и $b - \Delta\varphi = 22,5^\circ$ (кривые: 1 – при $\gamma = -15^\circ$; 2 – при $\gamma = 0^\circ$; 3 – при $\gamma = 15^\circ$)

Литература

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
2. Пельпор Д.С. Гироскопические системы / Д.С. Пельпор, В.В. Ягодкин. – М.: Высшая школа, 1977. – 216 с.
3. Гулько В.Л. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта с помощью угломерных радиомаячных систем / В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 5–9.
4. Пат. 2 475 862 РФ, МПК G 08 G 5/02. Способ измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 132 842/07; заявл. 04.08.11; опубл. 20.02.13. Бюл. № 5.

5. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Поляризационно-модуляционный метод измерения угла крена подвижного объекта в угломерных радиомаячных системах // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – 2015. – Т. 2. – С. 914–915.

6. Пат. 2 485 538 РФ, МПК G 01 S 3/48. Способ измерения угла крена подвижного объекта и устройство для его реализации / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 141 232/07; заявл. 07.10.11; опубл. 20.06.13. Бюл. № 17.

7. Аззам Р. Эллипсометрия и поляризованный свет / Р. Аззам, Н. Башара. – М.: Мир, 1981. – 583 с.

8. Татаринев В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов / В.Н. Татаринев, С.В. Татаринев, Л.П. Литхарт. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. – 379 с.

Гулько Владимир Леонидович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем
ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-36-70

Эл. почта: gulkoVL@yandex.ru

Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, вед. науч. сотрудник
НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Gulko V.L., Mescheryakov A.A.

Polarization-modulation method to estimate bearing and roll angle of moving objects

The method to estimate the bearing and the roll angle of moving objects using radio beacon which radiate two cross-polarized signals of the same frequency, amplitude and phase, is proposed. On the device board the received signals are modulated by the phase plate rotation in the microwave antenna channel. The amplitude and phase of the receiver output single-channel at the fourth harmonic of the modulation frequency are analyzed and used to calculate the bearing and the roll angle of the device.

Keywords: radio beacon system, bearing, polarization-modulation method, the Jones vector, polarization properties of a signal.

УДК 621.37

Н.Л. Дембицкий, Фам Вьет Ань

Учет влияния погрешностей технологического процесса на выход годных при изготовлении высокочастотных устройств на печатных платах

Рассматривается влияние погрешностей технологического процесса на выход годных при изготовлении высокочастотных устройств на печатных платах. Целью работы является создание методики расчета допусков на параметры межсоединений печатных плат быстродействующих узлов цифровой обработки информации, прогнозирование технологического брака, алгоритм расчета погрешностей волнового сопротивления от разброса геометрических размеров проводников.

Ключевые слова: высокочастотные устройства, печатная плата, волновое сопротивление, теория допусков, производственные погрешности.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-9-13

Современный этап создания узлов для цифровой обработки сигналов характеризуется значительным повышением быстродействия устройств, переходом к работе на высоких тактовых частотах. При работе схем с тактовыми частотами более чем 100 МГц или для фронта сигнала короче, чем 1 нс, следует принимать во внимание эффект целостности сигнала [1]. Параметры межсоединений на печатных платах (ПП) оказывают значительное воздействие на форму цифрового сигнала, приводя к его искажению.

При создании узлов современной РЭА чаще всего конструктор имеет дело с печатными проводниками, представляющими длинные линии. Электрически длинной называется линия, у которой погонная длина $l_{\text{П}}$ не меньше 10–20% минимальной длины волны ($l_{\text{П}} > \lambda_{\text{мин}} \cdot (0,1 \dots 0,2)$). Учет параметров длинных линий становится одной из главных задач проектирования печатных плат.

Современная практика разработки конструкций узлов на ПП использует методики, основанные на последовательном, циклическом подходе, в котором инженер-схемотехник и конструктор совместно решают задачу проектирования. Переход на более высокочастотные диапазоны приводит к необходимости включения в процесс проектирования специалистов по технологиям производства ПП, задачей которых является прогнозирование влияния производственно-технологических погрешностей на электрические параметры узлов после изготовления.

При промышленном изготовлении ПП, а также при их эксплуатации проявляются факторы, оказывающие дестабилизирующее воздействие на электрические параметры. Причины их возникновения различны. Прежде всего, это производственный процесс, вызывающий появление производственных погрешностей. Причиной появления дестабилизирующих факторов чаще всего может явиться отклонение размеров и расположения элементов конструкции ПП в результате нестабильности воспроизводимых технологическим процессом параметров изделия. В итоге параметры узла отличаются от расчетных значений, что сказывается на увеличении брака.

Факторы, определяющие конструктивно-технологические погрешности полосковых линий передачи, можно разделить на 4 группы [2]: погрешности геометрии, погрешности микрогеометрии, разброс электрических и магнитных параметров конструкционных материалов, погрешности формы.

- Погрешности геометрии включают: разброс по ширине и толщине проводника, разброс по толщине диэлектрика.

- Погрешности микрогеометрии вызваны шероховатостью и дефектами токонесущей поверхности.

- Разброс электрических и магнитных параметров конструкционных материалов включает: неравномерность свойств проводников и диэлектриков платы.

- Погрешности формы включают: нарушения параллельности проводников и нарушение формы сечения проводника относительно выбранной расчетной модели.

Все перечисленные погрешности являются погрешностями конструкции, и большинство из них зависит от технологического процесса производства.

Появление конструктивно-технологических погрешностей в полосковой линии ведет к изменению ее электрических параметров. Поскольку эти погрешности по своей природе случайные, то и изменения, вызванные ими, будут случайными.

Предметом дальнейшего рассмотрения является анализ степени влияния конструктивно-технологических погрешностей на важнейший электрический параметр полосковых линий передачи – волновое сопротивление.

На основе этих исследований могут решаться следующие задачи:

- 1) учет влияния конструктивно-технологических погрешностей на этапе разработки полоскового устройства и оптимизации конструкции;

- 2) определение границ применимости и обоснованности использования технологических процессов изготовления полосковых устройств и линий передачи при заданных допусках на их электрические параметры;

3) создание регулируемого технологического процесса, обеспечивающего оптимальные и воспроизводимые электрические параметры полосковых линий передачи и устройств на их основе;

4) выбор наиболее экономичного технологического процесса, обеспечивающего производство полосковых линий и устройств с заданными электрическими параметрами.

Технологические факторы, влияющие на погрешности печатных плат, показаны в табл. 1 [3]. Погрешность размеров печатных элементов δt , δD

является функцией следующих составляющих: погрешности размеров печатных элементов на фотошаблоне $\delta t^{\text{ФШ}}$, $\delta D^{\text{ФШ}}$, изменения этих размеров на операциях получения защитного рельефа $\delta t^{\text{ФХ}}$, $\delta D^{\text{ФХ}}$, травления меди $\delta t^{\text{ТМ}}$, $\delta D^{\text{ТМ}}$, гальванического осаждения меди и покрытий $\delta t^{\text{Г}}$, $\delta D^{\text{Г}}$, а также оплавления покрытия $\delta t^{\text{ОП}}$, $\delta D^{\text{ОП}}$.

Предельные отклонения размеров элементов топологии фотошаблона в зависимости от класса точности ПП приведены в табл. 2.

Таблица 1

Технологические факторы, влияющие на погрешности печатных плат					
№ п/п	Параметр			Погрешность	Допуск
	Наименование	Обозначение			
1	Ширина печатного проводника	t		δt	Δt
2	Диаметр монтажного отверстия	d		δd	Δd
3	Диаметр контактной площадки	D		δD	ΔD
Смещение относительно номинального положения:					
4	а) печатного элемента;	$\Delta_{\text{ПЭ}}$		δP	ΔP
5	б) монтажного отверстия	$\Delta_{\text{ПЭ}}$		δr	Δr
6	Гарантийный поясок контактной площадки	b		δb	Δb

Таблица 2

Предельные отклонения размеров элементов топологии фотошаблона в зависимости от класса точности ПП						
Класс точности ПП	1	2	3	4	5	
Предельные отклонения размеров элементов топологии фотошаблона, мм	$\pm 0,10$	$\pm 0,05$	$\pm 0,03$	$\pm 0,02$	$\pm 0,01$	

Теоретические и экспериментальные исследования показывают [4]:

– каждая из перечисленных погрешностей зависит от значительного числа факторов систематического и случайного характера, что дает основание рассматривать эти погрешности как случайные величины;

– погрешности отдельных операций практически независимы между собой;

– между толщиной гальванически осаждаемых металлов (меди и покрытий) $h^{\text{Г}}$ и погрешностью $\delta t^{\text{Г}}$, $\delta D^{\text{Г}}$ существует корреляционная зависимость.

Как отмечается в работе [5], плотность монтажа и общая площадь ПП в значительной степени зависят от выбранного класса точности. Переход к более высоким классам точности приводит к уменьшению длины проводников. А это в свою очередь дает возможность уменьшить задержки в сигнальных проводниках, снизив искажения сигналов, и повысить их целостность в проектируемой схеме.

С другой стороны, повышение класса точности объективно влияет на зависимости погрешностей параметров межсоединений на уход характеристик устройства от рассчитанных номинальных значений и приводит к ужесточению требований к допусковому контролю параметров ПП.

Расчет допусков на параметры межсоединений печатных плат быстродействующих узлов цифровой обработки информации

Одной из задач обеспечения целостности сигнала при проектировании платы является выполнение всех соединений в виде однородных линий передачи и минимизация длины всех неоднородных линий передачи. При конструировании печатных плат всегда имеется информация о параметрах сече-

ния сигнальных проводников, толщинах и параметрах изоляционных материалов и в целом о геометрии печатного монтажа и конструкции платы. Эти параметры учитываются при расчете волнового сопротивления линии.

Волновое сопротивление линии передачи – это тот параметр, который требует совместного обсуждения разработчика принципиальной схемы и конструктора печатной платы. Длинные линии передачи должны быть согласованы, для чего в схему вводятся согласующие резисторы. Если при изготовлении печатной платы линия передачи не будет иметь требуемого волнового сопротивления, то установка согласующих резисторов окажется бесполезной. Важно и допустимое отклонение волнового сопротивления от номинального значения.

В результате выполнения технологических операций происходят случайные отклонения значений параметров линий передачи от номинальных. Это приводит к погрешностям значений волнового сопротивления относительно номиналов, просчитанных разработчиками ПП.

Остановимся на разработке методов учета влияния вносимых производственно-технологических погрешностей на погрешности волнового сопротивления.

При конструировании печатных плат используется информация о параметрах сечения сигнальных проводников, толщинах и параметрах изоляционных материалов и в целом о геометрии печатного монтажа и конструкции платы. Печатный монтаж ввиду специфики сечения проводников может быть рассчитан только с помощью методов конформных преобразований или численными методами [1].

Аппроксимация в виде приближенных аналитических соотношений может заменить при определенных допущениях применение программных средств моделирования. При необходимости непосредственного вычисления волнового сопротивления можно воспользоваться сводкой расчетных формул для линий передач в печатных платах, которая представлена в [7–10].

Рассмотрим пример аналитического выражения волнового сопротивления через параметры сечения линии микрополосковой линии проведенной на поверхности печатной платы (рис. 1):

$$Z = \frac{60}{\sqrt{0,47\varepsilon_r + 0,67}} \ln \left[\frac{4h_{ms}}{0,67(0,8w+t)} \right], \quad (1)$$

где волновое сопротивление Z является функцией геометрических параметров h_{ms} – толщины платы; w – ширины проводника; t – толщины металлизации и диэлектрической проницаемости платы ε_r .

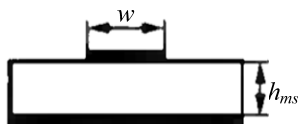


Рис. 1. Микрополосковая линия

Согласно теории допусков [6], если получено аналитическое выражение для выходного параметра N через параметры элементов y_1, y_2, \dots, y_n : $N = f(y_1, y_2, \dots, y_n)$, то относительная погрешность выходного параметра может быть рассчитана с помощью выражения

$$\frac{\Delta N}{N} = \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial f}{\partial y_i}, \frac{y_i}{f} \right] \cdot \frac{\Delta y_i}{y_i}. \quad (2)$$

Это уравнение погрешностей является исходным для расчета допусков. Левая часть уравнения представляет собой относительную погрешность выходного параметра радиоизделия, а правая – относительные погрешности параметров элементов радиоизделия. Член уравнения в квадратных скобках называется коэффициентом влияния параметра y_i , который обозначен $A_i = \left[\frac{\partial f}{\partial y_i}, \frac{y_i}{f} \right]$.

Ниже рассчитываются только производственные погрешности выходного параметра в зависимости от допусков на параметры элементов конструкции печатной платы. В качестве важнейшего параметра в расчетах длинных линий чаще всего фигурирует волновое сопротивление Z .

Погрешность волнового сопротивления, как случайная величина, характеризуется математическим ожиданием

$$M \left(\frac{\Delta Z}{Z} \right) = \sum_{i=1}^n A_i M \left(\frac{\Delta y_i}{y_i} \right), \quad (3)$$

и ширины поля допуска выходного параметра (волнового сопротивления)

$$\partial \left(\frac{\Delta Z}{Z} \right) = \sqrt{\sum_{i=1}^n A_i^2 \cdot \partial^2 \left(\frac{\Delta y_i}{y_i} \right)}, \quad (4)$$

Для упрощения выкладок дальше предположим, что математическое ожидание погрешностей всех параметров равно 0.

Аналитические выражения для расчета коэффициентов влияния получены с помощью (2):

$$A_\varepsilon = \frac{\partial Z}{\partial \varepsilon_r} \cdot \frac{\varepsilon_r}{Z} = -\frac{0,47\varepsilon_r}{2(0,47\varepsilon_r + 0,67)}, \quad (5)$$

$$A_{h_{ms}} = \frac{\partial Z}{\partial h_{ms}} \cdot \frac{h_{ms}}{Z} = \left[\ln \left(\frac{4h_{ms}}{0,67(0,8w+t)} \right) \right]^{-1}, \quad (6)$$

$$A_w = \frac{\partial Z}{\partial w} \cdot \frac{w}{Z} = -\frac{0,8w}{0,8w+t} \left[\ln \left(\frac{4h_{ms}}{0,67(0,8w+t)} \right) \right]^{-1}, \quad (7)$$

$$A_t = \frac{\partial Z}{\partial t} \cdot \frac{t}{Z} = -\frac{t}{0,8w+t} \left[\ln \left(\frac{4h_{ms}}{0,67(0,8w+t)} \right) \right]^{-1}. \quad (8)$$

Уравнение относительной погрешности для волнового сопротивления в этом случае будет

$$\frac{\Delta Z}{Z} = A_\varepsilon \frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r} + A_{h_{ms}} \frac{\Delta h_{ms}}{h_{ms}} + A_w \frac{\Delta w}{w} + A_t \frac{\Delta t}{t}. \quad (9)$$

Алгоритм расчета погрешностей волнового сопротивления от разброса геометрических размеров проводников

Проектирование прецизионных ПП для быстродействующих устройств требует не только расчета параметров конструкции соединений, но и учета влияния технологических погрешностей ширины проводников, зазоров между элементами рисунка соединений, толщины технологических слоев. Так, сейчас, когда ширина проводников становится соизмеримой с их высотой (30–50 мкм) или даже меньше ее, боковой подтрав оказывает влияние не только на геометрические размеры проводников, но и на электрические параметры линии связи.

Существующие программы моделирования СВЧ-соединений на ПП дают возможность получать математические модели соединений, с высокой точностью отражающие влияние геометрических параметров линий связи на физические процессы в схеме (рис. 2). В то же время в них, как правило, отсутствует допусковый контроль отклонений параметров соединений от номиналов. Ниже рассмотрим алгоритм расчета допусков на геометрические размеры проводников, который позволит прогнозировать параметры брака для технологических процессов изготовления ПП для узлов быстродействующих цифровых и СВЧ-схем.

Как показано выше (4), поле допуска рассчитывается как корень квадратный из суммы квадратов допусков на погрешности параметров.

При этом рассматриваются распределения погрешностей $\Delta q/q$, и получается значение отклонения $\Delta Z/Z$ на уровне 6σ . Если из требований к конструкции проектируемого узла поле допуска волнового сопротивления $\delta(\Delta Z/Z)$, то значение вероятности выхода за пределы поля допуска равно площади под кривой распределения в интервалах $\pm \delta(\Delta Z/Z + \infty)$ (рис. 3).

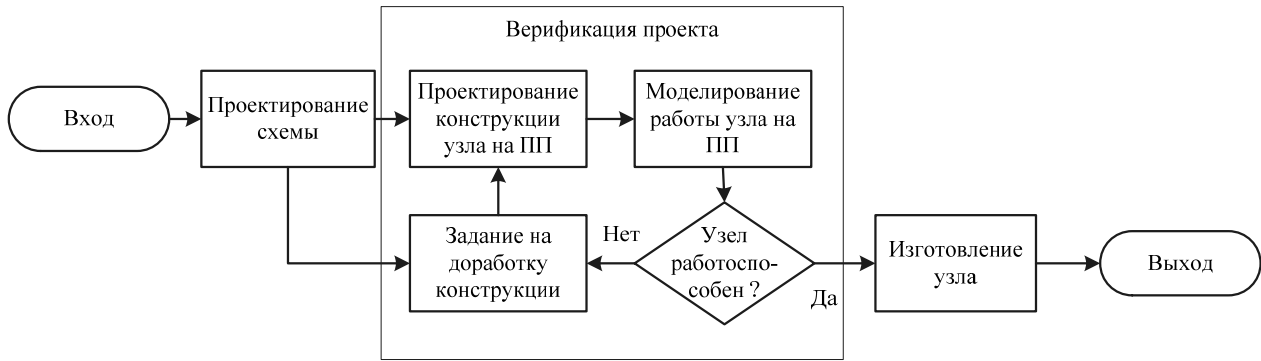


Рис. 2. Традиционный подход к проектированию узлов на ПП

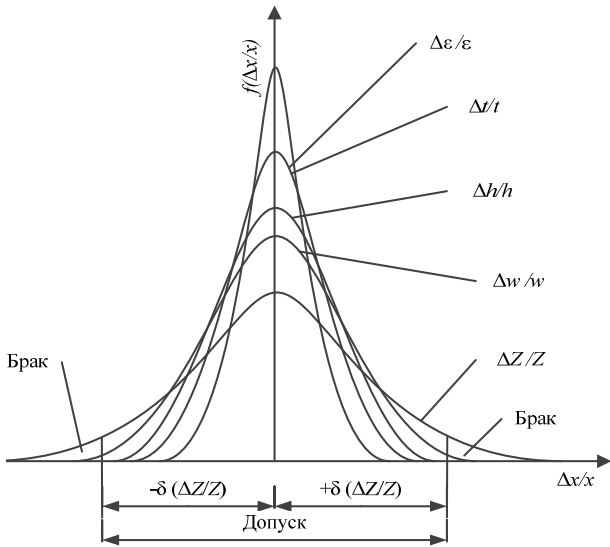


Рис. 3. Законы распределения погрешностей конструкции проводников ПП

Как известно, если на некоторый процесс оказывает влияние большое число независимых равноправных случайных факторов, распределенных равномерно, то сам процесс подчиняется закону распределения Гаусса, или нормальному закону распределения:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (10)$$

где σ – среднеквадратичное отклонение; μ – математическое ожидание отклонения (можно принять $\mu = 0$).

В данном случае x – отклонение параметра от номинального значения. Вероятность попадания случайной величины x в заданный диапазон $(-\delta x, +\delta x)$ равна интегралу $f(x)$ по данному диапазону:

$$P(\delta x^- < x < \delta x^+) = \int_{\delta x^-}^{\delta x^+} f(x) dx, \quad (11)$$

Вероятность брака рассматривается, как обратная величина:

$$Q(x < \delta x^- \text{ и } x > \delta x^+) = 1 - P(\delta x^- < x < \delta x^+) = 1 - \int_{\delta x^-}^{\delta x^+} f(x) dx, \quad (12)$$

Или, выражая вероятность через функцию Лапласа, получим:

$$Q(x < \delta x^- \text{ и } x > \delta x^+) = 2\Phi(-\delta x). \quad (13)$$

Рассмотрим всю совокупность проводников $\Gamma = \bigcup_{i=1}^n \gamma_i$ устройства на ПП, критичных к значениям волнового сопротивления Z . Пусть q_i – вероятность превышения значения допуска на волновое сопротивление Z_i проводника γ_i . Тогда вероятность брака по отклонению волнового сопротивления будет

$$Q = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - q_i). \quad (14)$$

Представленные аналитические выражения позволяют при проектировании ПП для СВЧ и быстродействующих цифровых устройств учитывать погрешности производства. Появляется возможность повышать надежность изделий и снижать на стадии технологической подготовки производства количество бракованных изделий. На рис. 4 показана последовательность решения задач создания устройств на ПП, при которой выполняется прогнозирование уровня брака с помощью расчета параметрических погрешностей производства межсоединений.

В процесс проектирования включен цикл проверки и прогнозирования допусков. После выбора технологического процесса определяются погрешности параметров оборудования и материалов. Затем выполняется расчет допусков на выходные параметры (волновое сопротивление). В случае невыполнения требований по допускам технологический процесс подвергается коррекции.

Заключение

1. Параметры межсоединений в ПП оказывают значительное воздействие на форму цифрового сигнала, приводя к его искажению. Постоянно растет потребность в производстве печатных плат с контролируемым импедансом. Изготовление ПП с заданными параметрами становится главной задачей при технологической подготовке производства.

2. Рассмотрены подходы к прогнозированию параметров производства ПП с позиций обеспечения необходимых электрических параметров. Получены аналитические зависимости между погрешностями производственных параметров ПП и электрическими характеристиками устройств на ПП, которые необходимо учитывать при технологической подготовке производства ПП.

3. На основе полученных аналитических зависимостей разработана методика и алгоритм расчета показателей качества технологических процессов изготовления ПП, в которых осуществляется про-

гнозирование оценок выхода бракованных изделий и выбор оптимальных вариантов технологического процесса по соответствию требований допустимых погрешностей волнового сопротивления ПП.

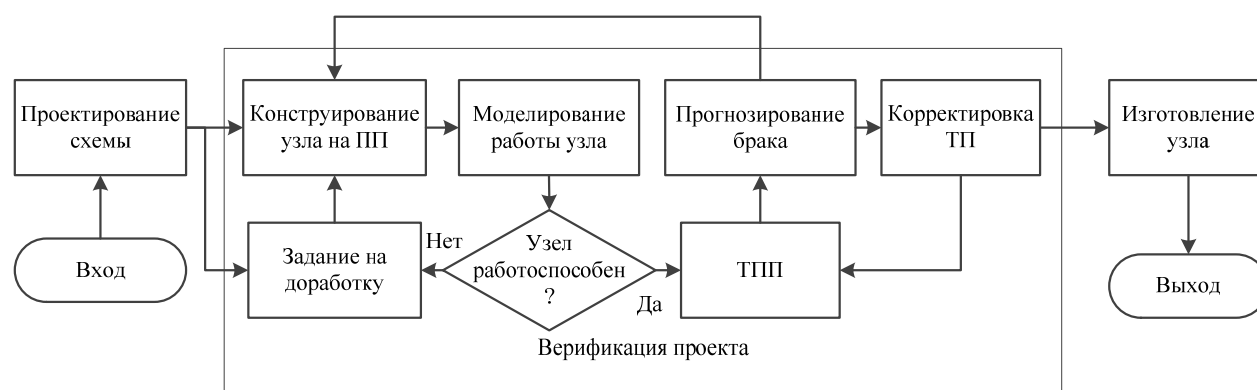


Рис. 4. Проектирование ПП с учетом ограничений по допуску

Литература

1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
2. Бушминский И.П. Конструирование и технология пленочных СВЧ-микросхем / И.П. Бушминский, Г.П. Морозов. – М.: Сов. радио, 1978. – 144 с.
3. Медведев А. Печатные платы. Конструкции и материалы / А. Медведев. – М.: Техносфера, 2005. – 304 с.
4. Иевлев В.И. Анализ точности производства электронных средств: учеб. пособие / В.И. Иевлев. – Екатеринбург: УГТУ–УПИ, 2010. – 103 с.
5. Медведев А. Плотность межсоединений электронных компонентов / А. Медведев, В. Можаров // Печатный монтаж. – 2011. – №3 (00032). – С. 140–145.
6. Фомин А.В. Допуски в радиоэлектронной аппаратуре / А.В. Фомин и др. – М.: Сов. радио, 1973. – 128 с.
7. Patel G. Signal Integrity Characterization of Printed Circuit Board Parameters / G. Patel, K. Rothstein. – Teradyne (NYSE: TER), based in North Reading, Massachusetts, US, 2002. – 8 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download;jsessionid=18C766587515AF84ED9E6562E8436D2C?doi=10.1.1.124.3328&rep=rep1&type=pdf>
8. Brooks D. PCB Impedance Control: Formulas and Resources. Printed Circuit Design Magazine / D. Brooks. – Miller Freeman, 1998. – 4 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ultracad.com/articles/formula>.
9. Burkhardt A.J. Calculation of PCB Impedance / A.J. Burkhardt, C.S. Gregg, J.A. Sianiforth. – Circuit World, Vol. 26, Iss. 1. P. 6–10 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.polarinstruments.com/support/cits/IPC1999.pdf>
10. IPC-2141. Controlled Impedance Circuit Board and High Speed Logic Design. – Institute for Interconnecting and

11. Packaging Electronic Circuits, 1996. – 70 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dynamixtechnology.com/docs/ipc-2141s.pdf>

Дембицкий Николай Леонидович

Канд. техн. наук, доцент Московского авиационного института (национального исследовательского университета) (МАИ)
Тел.: +7-964-706-71-41
Эл. почта: ndembitsky@gmail.com

Фам Вьет Ань

Аспирант МАИ
Тел.: +7-929-678-66-42
Эл. почта: phamvietanhqs@gmail.com

Dembitsky N.L., Pham Viet Anh

Calculating the impact of the technical process tolerance on productivity of manufacturing high-frequency equipment on printed circuit boards

The article studies the impact of technical process tolerance in manufacturing the high-frequency equipment on the printed circuit. The purpose of the study is to develop the method to calculate the acceptable tolerance of the parameters of the PCB interconnection of high-speed digital information processing units, forecast the technical substandard products, algorithms to calculate tolerance of impedance caused by conductor size tolerance.

Keywords: high-frequency equipment, PBC, impedance, theory of the acceptable tolerance, tolerance.

УДК 621.314.1

Е.В. Загородских

Кондуктивная помехоэмиссия мостового инвертора напряжения в режиме стабилизации тока и пути её снижения

Рассмотрены вопросы влияния элементов схемы мостового инвертора напряжения, работающего в режиме стабилизации тока, на кондуктивную помехоэмиссию. В процессе исследований изменялись характеристики большинства элементов и оценивалось их влияние на уровень кондуктивных помех. На основании выполненных исследований даны рекомендации по улучшению кондуктивной помехоэмиссии данного типа преобразователя.

Ключевые слова: мостовой инвертор, стабилизатор тока, трансформатор, снабберная цепь, кондуктивная помехоэмиссия, электромагнитная совместимость.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-14-17

Мостовой инвертор напряжения (МИ) является одним из устройств, на основе которых формируются импульсные источники питания (ИИП) повышенной мощности. Особенностью данного схемотехнического решения является то, что он работает в двухтактном режиме, а потому имеет более высокий коэффициент использования и КПД по сравнению с однотактными схемами [1, 2].

Режим стабилизации тока зачастую необходим для обеспечения высокой эффективности электрохимических процессов. Обеспечение данного режима возможно при использовании магнитного усилителя (МУ) [3, 4] или же подключением дросселя в диагональ МИ (рис. 1).

Применение МУ усложняет конструкцию ИИП, т.к. требует подключения дополнительного преобразователя, обеспечивающего режим вынужденного намагничивания, что приведёт к усложнению протекающих процессов и локализации источников помехоэмиссии, поэтому для обеспечения режима стабилизации тока применялся дроссель в диагонали МИ. Исследуемая схема приведена на рис. 1, она позволяет вводить дополнительные компоненты для получения определённых свойств поэтапно, не изменяя при этом её основы, т.е. методика заключается в последовательном наращивании элементов МИ и исследовании каждого из полученных режимов работы на уровень кондуктивной помехоэмиссии.

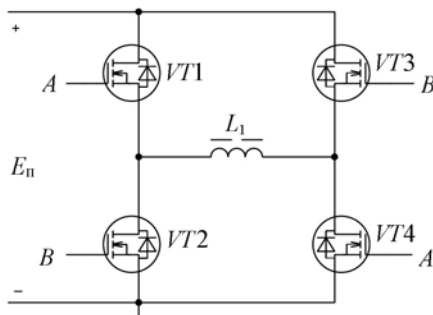


Рис. 1. МИ в режиме стабилизации тока

Все исследования проводились при использовании регламентированного стандартами комплекса, состоящего из эквивалента сети NNB12 и селектив-

ного микровольтметра SMV11 с учётом вопросов обеспечения полного сопротивления входной цепи и цепи измерителя [5–10].

Для наглядности полученных результатов на спектрограммах приводятся нормы ГОСТа, который распространяется на устройства на полупроводниковых приборах [11]. Данный стандарт устанавливает нормы кондуктивной помехоэмиссии в диапазоне частот 0,15–30 МГц, при этом он условно разделен на три поддиапазона: 0,15–0,5; 0,5–5 и 5–30 МГц.

В табл. 1 указаны параметры макета для выполнения экспериментов, при этом мощность нагрузки, напряжение питания, а также параметры дросселя остаются постоянными для всех экспериментов.

Таблица 1

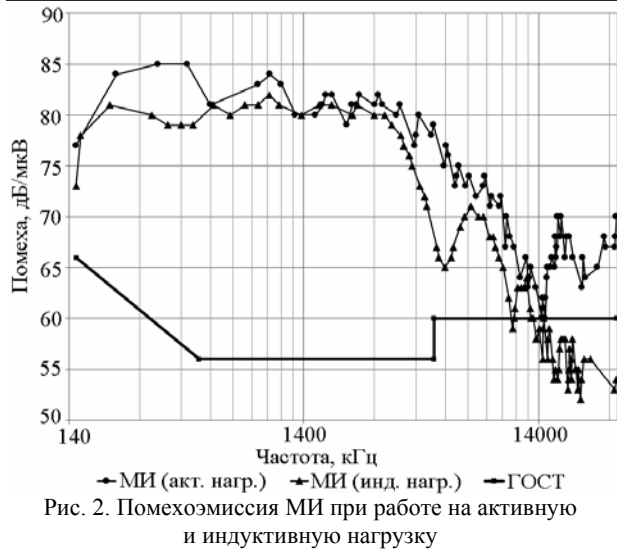
Параметры макета

№	Наименование	Характеристика
1	Индуктивность / реактивное сопротивление дросселя (L_1)	1,77 мГн / 1112 Ом
2	Ток в диагонали МИ	0,28 А
3	Материал сердечника	Альсифер
4	Мощность нагрузки	≈ 87 Вт
5	Силовые ключи	IRF740
6	Частота преобразования	100 кГц
7	Пауза между срабатыванием ключей	1 мкс

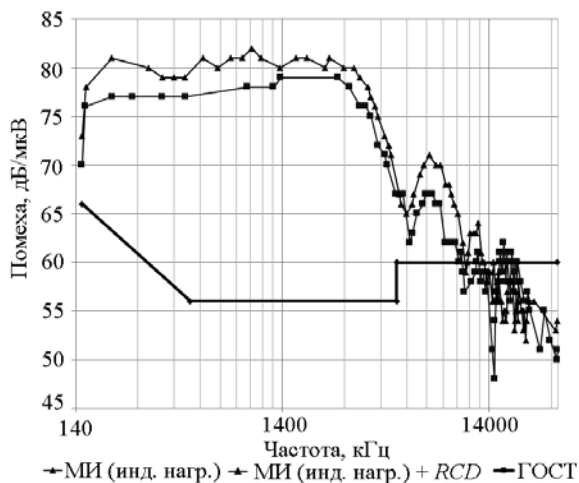
Наличие дросселя L_1 (см. рис. 1) в диагонали МИ значительно снижает уровень эмитируемых помех относительно активной нагрузки. Результаты измерения помехоэмиссии представлены на рис. 2. Снижение уровня кондуктивных помех обусловлено двумя аспектами:

- смещением резонансных частот паразитных колебательных контуров в низкочастотную область;
- после введения в схему дросселя (L_1) форма тока стала треугольной, а значит, амплитуды гармоник убывают пропорционально $1/n^2$, в то время как для прямоугольника этот закон имеет вид $1/n$, где n – номер гармоники.

Наличие достаточной паузы между срабатыванием силовых ключей приводит к отсутствию сквозного тока и позволяет не использовать дроссель с обратным диодом в цепи питания преобразователя.

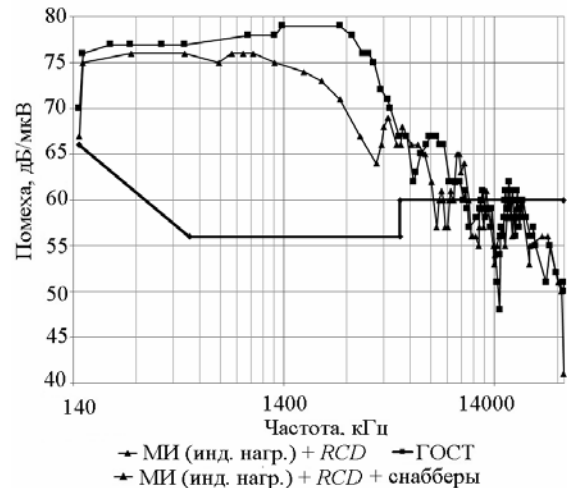


Применение более быстрого обратного диода (100 нс) также не оказывает влияния на уровень эмитируемых помех, но несколько улучшает динамические характеристики МИ, при этом наличие снабберной RCD-цепи по питанию (параллельно стойке инвертора) заметно снижает уровень помехоэмиссии. Снабберная цепь необходима для поглощения рекуперационных токов, величина которых значительно возрастает при наличии в диагонали МИ дросселя. С одной стороны, данную цепь можно заменить на конденсатор, что уменьшит потери на резисторе, с другой – этот резистор позволяет уменьшить добротность паразитных колебательных контуров. На рис. 3 представлены результаты измерения помехоэмиссии при подключении параллельно стойке мостового инвертора RCD-цепи по отношению к схеме на рис. 1.



Применение снабберных RC-цепей параллельно силовым ключам МИ снижает уровень кондуктивных помех не только путём уменьшения добротности и смещения резонансных частот [12], но и затягиванием фронта нарастания напряжения, прикладываемого к силовым ключам. Постоянная времени

данных цепей была выбрана порядка 300 нс, т.е. в идеальном случае на частотах выше 3,3 МГц такая цепь обеспечивает затухание помех с наклоном 40 дБ/мкВ. Как видно из рис. 4, в источнике тока снабберная цепь оказывает значительное влияние из-за наличия резонансов, которые вносит индуктивность в диагонали МИ. Она позволяет снизить добротность паразитных контуров, тем самым значительно уменьшить энергию помех.



Введение трансформатора (ТН1), включенного последовательно с дросселем в диагонали МИ (рис. 5), необходимо для обеспечения гальванической развязки, при этом сопротивление нагрузки $R_6 = 0$, т.е. вторичная обмотка трансформатора замкнута, что является наилучшим режимом работы для стабилизатора (источника) тока.

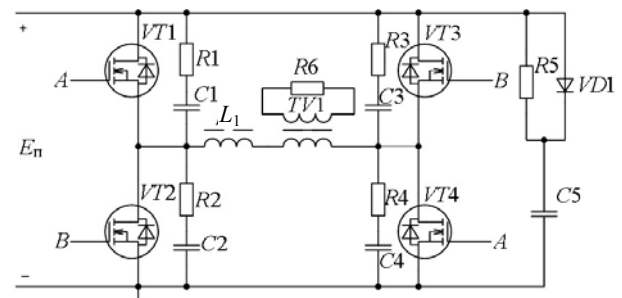


Рис. 5. Схема мостового инвертора с дросселем и трансформатором в нагрузке

Параметры трансформатора приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры трансформатора		
№	Наименование	Характеристика
1	Коэффициент трансформации	10
2	Количество слоёв первичной обмотки	1

Трансформатор вызвал рост помехоэмиссии во всем исследуемом диапазоне частот, что вызвано наличием его паразитных параметров, таких как

коэффициент связи, межвитковая и межобмоточная емкость (рис. 6). Таким образом трансформатор вызывает своего рода «раскачивание» амплитуды помех во всём диапазоне частот.

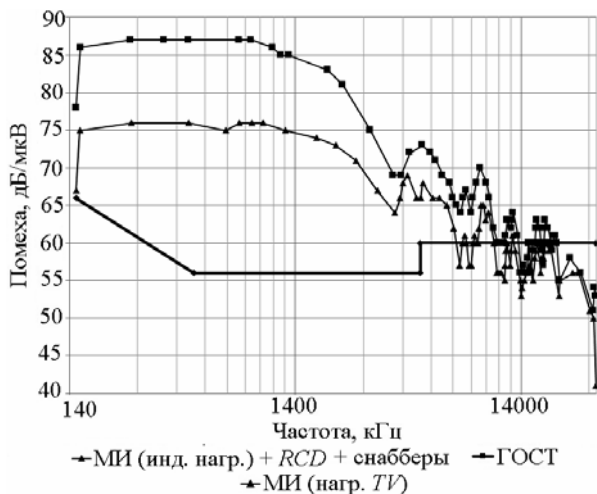


Рис. 6. Влияние трансформатора на уровень кондуктивной помехоэмиссии

Для обеспечения режима постоянного тока, который применяется в большинстве существующих источников питания, в нагрузку вторичной обмотки трансформатора подключается выпрямитель. Ввиду наличия паразитных емкостей диодов (барьерная и диффузионная) следует ожидать роста помех на частотах, соответствующих этим емкостям при учете индуктивности дросселя. На рис. 7 представлены спектрограммы помехоэмиссии при подключении мостового выпрямителя, при этом выход закорочен.

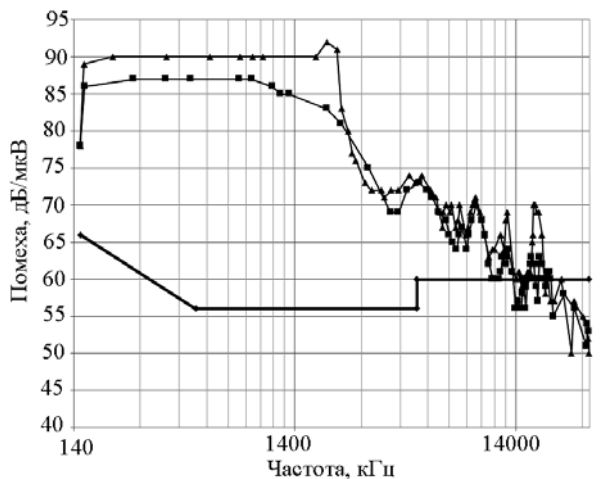


Рис. 7. Влияние мостового выпрямителя на уровень кондуктивной помехоэмиссии

Как видно из рис. 7, уровень помехоэмиссии возрос в области нижних частот примерно на 4 дБ/мкВ. Возрастание помехи на частоте порядка 2 МГц обусловлено паразитными параметрами дросселя и паразитной емкостью диодов [16] высокочастотного выпрямителя. Паразитная емкость

КД2999 составляет порядка 5 пФ, данная емкость создаёт колебательный контур с индуктивностью в диагонали МИ ($\approx 1,7$ мГн), резонансная частота которого соответствует 2 МГц. Увеличение индуктивности дросселя приводит к увеличению добротности колебательного контура и, следовательно, к росту помехоэмиссии на данной частоте. При проектировании стабилизатора тока, а именно при выборе частоты преобразования и индуктивности дросселя в диагонали МИ, необходимо, по возможности, обеспечить значение резонансной частоты, которая бы не попадала в исследуемую область частот. Снижение частоты позволяет не только снизить уровень эмитируемых помех, но и уменьшает значение резонансной частоты колебательного паразитного контура. Для обеспечения заданного уровня мощности можно обеспечить минимальную частоту 20 кГц, это позволит работать преобразователю вне звукового диапазона, при этом индуктивность дросселя составит порядка 9 мГн, но даже в этом случае значение резонансной частоты составит 751 кГц. Чтобы её снизить, при заданных параметрах (20 кГц, 9 мГн) необходимо обеспечить минимальную ёмкость порядка 150 пФ, что позволит сместить резонанс на частоту 137 кГц, которая лежит за диапазоном измерения.

Наличие неполярного конденсатора малой ёмкости в нагрузке стабилизатора тока незначительно улучшает помехоэмиссию, т.к. заряд конденсатора происходит ограниченным значением тока, а резонансная частота несколько смещается, что устраняет высокочастотные колебания паразитных резонансных контуров.

По результатам выполненных исследований получены следующие выводы:

- в работе рассмотрены возможности снижения уровня кондуктивных помех без использования помехоподавляющих фильтров в однофазных инверторах напряжения;

- наилучшие результаты показала схема со снабберными цепями, включенными параллельно каждому ключу инвертора, которые оказывают значительное влияние на уровень помехоэмиссии в диапазоне частот 0,5–4 МГц (снижают уровень помех примерно на 10 дБ/мкВ), устраняя влияние паразитных параметров дросселя в диагонали МИ и уменьшая количество гармоник в высокочастотной области;

- включение в диагональ МИ трансформатора последовательно с дросселем приводит к увеличению уровня помех более чем на 10 дБ/мкВ в области низких частот (до 3 МГц);

- применение диодов с большим временем восстановления позволяет сместить резонансную частоту за диапазон измерения, т.е. ниже 0,15 МГц;

- для стабилизатора тока применение нулевой схемы выпрямления (с параллельным включением диодов) позволит снизить уровень эмитируемых помех, т.к. результирующая паразитная ёмкость значительно возрастает;

– рассмотренные способы снижения уровня помех не позволяют спроектировать МИ в режиме стабилизации тока удовлетворяющего нормам ГОСТа без использования фильтра электромагнитных помех.

Литература

1. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
2. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3. – С. 58–62.
3. Дарибаев Т.Б. Источник асимметричного тока с улучшенными характеристиками по электромагнитной совместимости / Т.Б. Дарибаев, Е.В. Загородских, В.А. Скворцов // НТИ–2012: сб. статей. – Новосибирск, 2012. – С. 237–240.
4. Zagorodskikh E.V. An asymmetric current source for electrochemical technologies / E.V. Zagorodskikh, V.A. Skvortsov // Science progress in European countries: new concepts and modern solutions. – 2013. – Vol. 1. – P. 91–94.
5. ГОСТ Р 51318.16.1.2–2007. Аппаратура для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. – М.: Стандартинформ, 2008. – 65 с.
6. ГОСТ Р 50414–92. Оборудование для испытаний. Камеры экранированные. – М.: Изд-во стандартов, 1998. – 28 с.
7. ГОСТ Р 51319–1999. Приборы для измерения промышленных радиопомех. – М.: Изд-во стандартов, 2000. – 54 с.
8. Селективный микровольтметр и прибор для измерения радиопомех типа SMV 11. Описание / VEB MESSELEKTRONIK BERLIN. – Berlin, 1985. – 57 с.
9. Электромагнитная совместимость устройств промышленной электроники: Руководство к организации самостоятельной работы / А.Н. Селяев, И.Е. Гребенев, А.Н. Лапин, В.В. Шкоркин. – Томск: ТУСУР, 2007. – 45 с.

10. Загородских Е.В. Оценка согласующих устройств для измерений несимметричных промышленных радиопомех / Е.В. Загородских, В.А. Скворцов // Метрология. – 2015. – № 2. – С. 64–71.

11. ГОСТ Р 51318.14.1–2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Бытовые приборы, электрические инструменты и аналогичные устройства. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2007. – 57 с.

12. Загородских Е.В. Анализ помех, эмитируемых в сеть силовым ШИМ-преобразователем в диапазоне частот 0,15–3 МГц / Е.В. Загородских, В.А. Скворцов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2015. – № 1. – С. 21–27.

Загородских Евгений Вячеславович

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8-923-435-07-85
Эл. почта: eugenesis@yandex.ru

Zagorodskikh E.V.

Conductive emission of the bridge voltage inverter in current stabilization mode and the ways to reduce it

The paper outlines an impact of the bridge inverter elements, which operates in current stabilization mode on the conductive emission. During the investigation it was changed the parameters of the elements and estimated an impact on the interferences emission. On the ground of the realized research it was given the recommendations to improve conductive emission of the converter.

Keywords: bridge inverter, current stabilization, transformer, snubber circuit, conductive emission, electromagnetic compatibility.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.056:519.1

А.О. Авсентьев

Определение ценности информации

Рассмотрен подход к определению численного значения обобщенного показателя ценности информации на основе логико-лингвистической модели оценки свойств, характеризующих этот показатель, и метода попарных сравнений, используемого для определения численных значений коэффициентов важности этих свойств.

Ключевые слова: информация, свойства информации, обобщенный показатель ценности информации, коэффициент важности, метод попарных сравнений.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-21-24

Информация как обеспечивающий ресурс какой-либо деятельности характеризуется ее основными свойствами. Количество этих свойств и их возможные состояния обуславливают ценность информации для обеспечиваемой деятельности [1–3].

В процессе информационного обмена с использованием различных каналов и линий связи осуществляются различного рода преобразования этой информации, обусловленные условиями реализации процедур ее обработки, хранения и изменения материального носителя [1]. При этом соответствующие изменения претерпевают и свойства информации.

В [1] рассматривается подход к описанию рассматриваемых процедур как композиции операторов на множестве состояний этой информации при ее преобразовании из некоторого исходного состояния в конечное, т.е. в состояние, в котором информация будет принята потребителем. Кроме того, при формировании обобщенного показателя ценности информации в этой работе рассматриваются известные подходы к определению такого рода показателя. При этом считается, что каждое свойство информации измеримо [1–3].

Вследствие разнородности различных свойств информации способы измерения их численных значений также разнородны [4, 5]. По этой же причине, как показано в [1–5], степень важности рассматриваемых свойств для обеспечиваемой деятельности может быть определена только экспертным путем.

В настоящей работе предлагается решение сформулированных в [1] задач количественной оценки разнородных свойств информации и коэффициентов их важности с учетом потребностей конкретной деятельности. При этом для оценки численных значений рассматриваемых свойств информации предлагается использование аппарата теории нечетких множеств, а определение соответствующих коэффициентов важности осуществляется с помощью метода анализа иерархий Саати [6].

Формирование перечня свойств информации, характеризующего ее ценность для обеспечиваемой деятельности

Перечень свойств информации, характеризующий ее ценность, определяется видом и целями обеспечиваемой деятельности [1, 7]. Этим обстоятельством обусловлена тесная взаимосвязь разно-

родных свойств информации в рамках обобщенного показателя ее ценности.

По аналогии с [1] обозначим множество C свойств информации в виде выражения

$$C = \{c_i / i = 1, 2, \dots, I\},$$

где c_i – i -е свойство информации.

В качестве основных свойств, характеризующих ценность информации для обеспечиваемой деятельности, в [1, 7, 8] рассматриваются: достоверность, полнота, конфиденциальность, скрытность, своевременность, адекватность, релевантность, толерантность, понятность, разборчивость и др.

c_1 – достоверность – соответствие полученной информации действительной обстановке [1];

c_2 – полнота информации – её достаточность для принятия правильных решений [1, 7];

c_3 – конфиденциальность – это свойство, позволяющее не давать права на доступ к информации или не раскрывать ее содержание полномочным лицам [8];

c_4 – скрытность – это свойство, позволяющее скрыть факт передачи информации [1];

c_5 – своевременность – это поступление информации не позже заранее назначенного момента времени, согласованного со временем решения поставленной задачи [8];

c_6 – адекватность – уровень соответствия виду обеспечиваемой деятельности;

c_7 – релевантность – это показатель информации, который характеризует соответствие ее потребностям обеспечиваемой деятельности [7];

c_8 – толерантность – это показатель, характеризующий удобство восприятия и использования информации в процессе решения задач обеспечиваемой деятельности [7];

c_9 – понятность – это соответствие словарю языка общения, отражающему в полной мере лексику, используемую в обеспечиваемой деятельности;

c_{10} – разборчивость – это показатель, характеризующий правильность интерпретации информации пользователями и др.

Рассмотрим взаимосвязь перечисленных свойств в рамках деятельности конфиденциального характера, осуществляемой в условиях угроз безопасности информации.

Использование различного рода физических полей для передачи информации от источника потребителю в интересах обеспечиваемой деятельности по образованному для этих целей основному каналу связи [1–3] обуславливает формирование побочного канала связи, который используется злоумышленником для перехвата этой информации и является источником угроз ее безопасности.

Очевидно, что в этих условиях достоверная информация (свойство c_1), отражающая лишь некоторые аспекты обеспечиваемой деятельности, т.е. информация, имеющая недостаточную степень полноты (свойство c_2), не может обеспечить требуемую степень эффективности этой деятельности.

С другой стороны, достоверная и с достаточной степенью полноты отражающая основные аспекты обеспечиваемой деятельности информация в условиях нарушения ее конфиденциальности (свойство c_3) может быть использована злоумышленником для снижения эффективности этой деятельности. При этом при невозможности получения доступа к содержанию конфиденциальной информации для злоумышленника может представлять интерес сам факт информационного обмена (нарушение свойства c_4) в интересах обеспечиваемой деятельности с целью его использования для блокирования такого обмена или снижения показателя c_5 своевременности информации.

Своевременность информации характеризует временные характеристики информационного обмена. При этом достоверная, полная, конфиденциальная и скрытно переданная информация при ее преждевременном поступлении, когда потребитель не готов к ее восприятию, не может быть эффективно использована в интересах обеспечиваемой деятельности. С другой стороны, информация подвержена фактору старения, и превышение времени ее прохождения от источника к получателю некоторого значения, соответствующего этому фактору, может уже не соответствовать реальному состоянию этой деятельности.

При высоких значениях показателей $c_1 - c_5$ свойств информации и низком значении показателя c_6 ее адекватности информация не может быть использована в качестве обеспечивающего ресурса рассматриваемой деятельности.

Показатель c_7 свойства релевантности информации, характеризующий избыточность передаваемых в процессе информационного обмена сообщений, определяется как отношение объема полезной для обеспечиваемой деятельности части информации, содержащейся в этих сообщениях, к общему их объему. При этом увеличение общего объема сообщений может привести к соответствующему увеличению времени прохождения информации, т.е. к снижению показателя c_5 своевременности информации.

Низкое значение показателя c_8 толерантности информации, характеризующего удобство ее восприятия и использования в процессе решения задач обеспечиваемой деятельности, в свою очередь может

привести к увеличению времени обработки информации, передаваемой по каналам связи от источника к получателю, т.е. к снижению показателя c_5 ее своевременности.

Показатели c_9 и c_{10} характеризуют, по сути, возможность использования полученной информации в интересах обеспечиваемой деятельности. При этом их слишком низкое значение при приемлемых показателях $c_1 - c_4$ и $c_6 - c_8$ также может привести к снижению показателя c_5 своевременности информации, связанному с необходимостью повторной передачи непонятных или неразборчивых ее фрагментов.

Очевидно, что перечисленные свойства разнородны, и измерение их численных значений представляется задачей достаточно сложной. Однако следует отметить, что данные свойства объединяют два обстоятельства. Первое обстоятельство состоит в том, что данные свойства характеризуют ценность одной и той же информации или ее фрагмента – сообщения. Второе обстоятельство обусловлено использованием этой информации в качестве обеспечивающего ресурса некоторой деятельности.

Аналитически взаимосвязь перечисленных свойств информации применительно к некоторому сообщению x из их множества $x \in X$ по аналогии с [1] можно представить в виде обобщенного показателя ценности:

$$Z(x) = \sum_{i=1}^I w_i(x) c_i(x), \quad (1)$$

где $c_i(x)$ – набор измеримых показателей свойств информации для сообщения x , ($i = 1, \dots, 10$); $w_i(x)$ – весовые коэффициенты, характеризующие важность соответствующих свойств информации для рассматриваемой деятельности, определяемые экспертным путем; I – количество свойств информации, определяющих ценность сообщения.

Логико-лингвистическая модель для численной оценки свойств информации и их актуальности для формирования обобщенного показателя ее ценности

В связи с разнородностью указанных свойств информации для определения их численных значений целесообразно введение некоторой безразмерной величины $V_{\min} \leq V \leq V_{\max}$.

В качестве одного из способов решения данной задачи может быть использован лингвистический подход [9–12]. В рамках этого подхода каждый показатель, характеризующий свойство информации c_i , представляется некоторой лингвистической переменной V_i .

Формально лингвистические переменные определяются кортежем

$$\langle \beta, V, U \rangle, \quad (2)$$

где β – наименование лингвистической переменной; $V = \{V_1, \dots, V_i, \dots, V_I\}$ – базовое терм-множество, или множество значений лингвистических переменных, представляющих собой наименования нечетких переменных, областью определения которых является четкое множество U .

В таблице приведены значения элементов кортежа (2) для лингвистической переменной «Достоверность информации c_1 ».

Элементы кортежа для лингвистической переменной «Достоверность информации c_1 »

β	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	U
Достоверность информации, c_1	Очень низкая	Низкая	Средняя	Высокая	Очень высокая	0–100

Нечеткие переменные, в свою очередь, определяются кортежем [12]

$$\langle V, U, \hat{V}_i \rangle, \quad (3)$$

где V_i – наименование нечеткой переменной, $V_i \in \{V\}$; $U = \{U_i\}$ – область ее определения, или универсальное множество; $\hat{V}_i = \{\mu, U\}$ – нечеткое множество на U , описывающее ограничения на возможные числовые значения нечеткой переменной.

$\mu: U \Rightarrow [0, 1]$ – отображение множества U в единичный отрезок $[0, 1]$ – функция принадлежности нечеткого множества V .

На рис. 1 представлена графическая интерпретация для лингвистической переменной «Достоверность информации c_1 ».

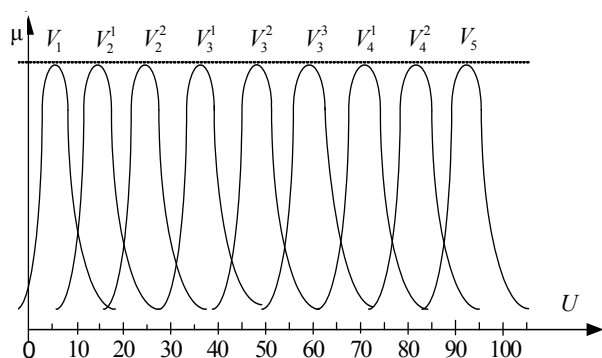


Рис. 1. Функции принадлежности лингвистической переменной «Достоверность информации c_1 »

Предложенная формализация нечетких понятий и отношений обеспечивается введением соответствующих нечетких и лингвистических переменных, нечеткого множества и их взаимосвязей [11, 12]. Это позволяет, с одной стороны, обеспечить переход от словесных описаний свойств информации к числовым, с другой стороны, дает возможность производить числовую оценку актуальности исследуемого свойства информации для обобщенного показателя ее ценности.

Множество значений нечетких переменных $\{V\}$ и области определения четкого множества $\{U\}$, а также вид функции принадлежности μ определяются экспертным путем применительно к виду обеспечиваемой деятельности.

Определение коэффициентов важности свойств информации методом Саати

С привлечением экспертов определим важность описанных выше свойств информации, обеспечи-

вающей деятельность конфиденциального характера [11]. Для этого расположим свойства c_i в порядке их приоритета для исследуемой деятельности:

$$c_3, c_1, c_2, c_5, c_6, c_4, c_7, c_8, c_9, c_{10}.$$

Определим лингвистические значения экспертных оценок приоритетных критериев коэффициентов важности $w_i(x)$ в (1):

- одинаковые;
- несколько больше;
- существенно больше;
- значительно больше;
- абсолютно больше;
- не сравнимы.

В соответствии с подходом, изложенным в [6], коэффициенты w_i должны удовлетворять условию

$$\sum_{i=1}^I w_i = 1.$$

Матрица $W = (w_{ij})$ попарных сравнений для этих коэффициентов строится с учетом следующего правила:

$$w_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если одинаково важные;} \\ 3, & \text{если несколько больше;} \\ 5, & \text{если существенно больше;} \\ 7, & \text{если значительно больше;} \\ 9, & \text{если абсолютно больше;} \\ 0, & \text{если не сравнимы.} \end{cases} \quad (4)$$

При условии $w_{ji} = (w_{ij})^{-1}$ матрица $W = (w_{ij})$ для свойств информации, описанных выше, с учетом критериев их приоритетных оценок будет иметь вид

$$W = \begin{pmatrix} 1 & 3 & 1 & 7 & 3 & 5 & 5 & 7 & 9 & 9 \\ 0,333 & 1 & 0,333 & 7 & 3 & 3 & 5 & 7 & 9 & 9 \\ 1 & 3 & 1 & 7 & 3 & 5 & 7 & 9 & 9 & 9 \\ 0,143 & 0,143 & 0,143 & 1 & 0,333 & 0,2 & 0,333 & 3 & 5 & 7 \\ 0,333 & 0,333 & 0,333 & 3 & 1 & 3 & 5 & 5 & 7 & 9 \\ 0,333 & 0,2 & 0,2 & 5 & 0,333 & 1 & 3 & 7 & 7 & 9 \\ 0,2 & 0,2 & 0,143 & 3 & 0,143 & 0,333 & 1 & 5 & 7 & 9 \\ 0,143 & 0,143 & 0,111 & 0,333 & 0,2 & 0,143 & 0,2 & 1 & 3 & 5 \\ 0,111 & 0,111 & 0,111 & 0,2 & 0,143 & 0,143 & 0,143 & 0,333 & 1 & 3 \\ 0,111 & 0,111 & 0,111 & 0,2 & 0,111 & 0,111 & 0,111 & 0,2 & 0,333 & 1 \end{pmatrix}$$

Вычисления коэффициентов w_i , выполненные с использованием программного продукта Mathcad 15, дают следующие результаты:

$$w_1 = 0,239; w_2 = 0,155; w_3 = 0,254; w_4 = 0,038; \\ w_5 = 0,116; w_6 = 0,09; w_7 = 0,058; w_8 = 0,024; \\ w_9 = 0,015; w_{10} = 0,011.$$

В качестве примера для c_i свойств информации, имеющих коэффициент важности $w_i > 0,1$, определим $c_i = 1; i = 1, 2, 3$, для свойств c_i с коэффициентом важности $0,1 > w_i \geq 0,05$ определим $c_i = 0,75; i = 5, 6, 7$, при $w_i < 0,05$ определим $c_i = 0,5; i = 4, 8, 9, 10$. Тогда значение $Z(x)$ обобщенного показателя ценности информации применительно к сообщению x в соответствии с (1) будет иметь вид

$$Z(x) = 0,239 \cdot 1 + 0,155 \cdot 1 + 0,254 \cdot 1 + 0,116 \cdot 0,75 + \\ + 0,09 \cdot 0,75 + 0,058 \cdot 0,75 + 0,038 \cdot 0,5 + 0,024 \cdot 0,5 + \\ + 0,015 \cdot 0,5 + 0,011 \cdot 0,5 = 0,89.$$

Очевидно, что максимальное значение обобщенного показателя ценности информации будет при одинаково важных свойствах c_i , т.е. при $w_i = 0,1$ и очень высоких значениях показателей всех

свойств, характеризующих информацию, $c_i = 1$, $Z(x)_{\max} = 1$.

Заключение

Таким образом, предложенный подход позволяет получить численное значение обобщенного показателя ценности информации как ресурса обеспечиваемой деятельности, а показатель (1) при этом может быть использован в качестве критерия для оценки характеристик каналов связи и различного рода преобразующих устройств, описанных в [1, 2].

Литература

1. Авсентьев А.О. Формирование обобщенного показателя ценности информации в каналах связи / А.О. Авсентьев, О.С. Авсентьев // Вестник Воронежского института МВД России. – 2015. – № 3. – С. 55–63.
2. Авсентьев А.О. Моделирование и оптимизация процессов передачи и защиты информации в каналах связи / А.О. Авсентьев, О.С. Авсентьев, В.В. Меньших // Специальная техника. – 2015. – № 5. – С. 47–50.
3. Авсентьев А.О. Модель оптимизации процесса обеспечения требований к свойствам информации при ее передаче по каналам связи / А.О. Авсентьев, В.В. Меньших // Вестник Воронежского института МВД России. – 2015. – № 4. – С. 147–154.
4. Шанкин Г.П. Ценность информации. Вопросы теории и приложений. – М.: Филоматис, 2004. – 128 с.
5. Morbhead D.R. The value of information and computer-aided information seeking: problem formulation and application to fiction retrieval / D.R. Morbhead, A.M. Pejtersen, W.B. Rouse // Information Processing & Management. – 1984. – Vol. 20, № 5–6. – P. 583–601.
6. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
7. Основы информационной безопасности: учебник для высших учебных заведений МВД России / под ред. В.А. Минаева и С.В. Скрыля. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2001. – 464 с.

8. Парфенов В.И. Защита информации: словарь. – Воронеж: ГНИИИПТЗИ ФСТЭК России, 2003. – 210 с.

9. Заде Л.А. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. – М.: Мир, 1976. – 168 с.

10. Модели принятия решений на основе лингвистической переменной / А.Н. Борисов и др. – Рига: Зинатне, 1982. – 256 с.

11. Катина А.М. Экспертная оценка системы знаний / А.М. Катина, С.В. Шидловский // Доклады ТУСУРа. – 2006. – № 5 (13). – С. 36–39.

12. Авсентьев О.С. Обеспечение конфиденциальности при подготовке специалистов по защите информации для органов внутренних дел: модели управления. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2007. – 185 с.

Авсентьев Александр Олегович

Канд. техн. наук, преподаватель каф. физики
Воронежского института МВД России
Эл. почта: aoaao8787@mail.ru

Avsent'ev A.O.

Estimation of the information value

The article deals with the approach of the determination of numeral meaning of the general information index, based on the logical-linguistic model for assessment of properties, that characterize this index. Moreover, the method of pairwise comparisons, that is used to determine the numeral meaning of the importance coefficients of these properties is described.

Keywords: information, information properties, general information index, coefficient of importance, method of pairwise comparisons.

УДК 51-77

Е.В. Данько

Численный метод оценки полезности проведения экспертизы инвестиционных проектов

Обосновывается численный метод определения полезности проведения одноэтапной экспертизы. Используемый подход позволяет оценить на количественном уровне дополнительный прирост информационной полезности от проведения экспертизы. Полученная в результате применения данного метода информация может быть использована для оценки целесообразности проведения экспертизы для конкретного инвестиционного проекта.

Ключевые слова: полезность экспертизы, экспертиза инвестиционного проекта, оценка результатов инвестирования.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-25-30

Рассмотрим особенности процесса принятия к реализации инвестиционных проектов в условиях рисков и неопределенностей. Сделаем следующие допущения: при оценке чистого приведенного дохода некоторого инвестиционного проекта определены показатели NPV_1 (чистый приведенный доход по пессимистическому сценарию реализации проекта), и NPV_2 (чистый приведенный доход по оптимистическому сценарию). Величины NPV_1 и NPV_2 оцениваются в большинстве бизнес-планов, составляемых в настоящее время. Не теряя общности, будем считать, что $NPV_1 < 0$ и $NPV_2 > 0$, так как иначе проект либо безусловно отклоняется, либо принимается к реализации. Считаем, что чистый приведенный доход NPV при данной постановке задачи является случайной величиной на отрезке $[NPV_1; NPV_2]$ с известной функцией плотности вероятности $p(NPV)$.

Вид функции $p(NPV)$ может определяться инвестором на основании статистических данных по реализации инвестиционных проектов подобного типа, а в случае отсутствия подобной информации функция $p(NPV)$ может описывать плотность вероятности непрерывного равномерного распределения.

Возможность получения дохода, оценка величины которого определяется по формуле

$$P = \int_0^{NPV_2} NPV \cdot p(NPV) d(NPV),$$

является мотивом для реализации данного проекта. Риски при реализации проекта состоят в возможности получения отрицательного значения для величины NPV , а их

$$\text{оценка равна } L = \int_{NPV_1}^0 NPV \cdot p(NPV) d(NPV).$$

Многие современные исследования в рамках теории принятия решений [1–6] указывают на необходимость учета индивидуальных особенностей инвестора при принятии им решения о вложении инвестиций.

В рамках сделанных допущений это требование может быть реализовано введением понятия субъек-

тивной полезности, под которым будем понимать свойственную конкретному индивиду степень удовлетворенности некоторым интегральным благом принятого решения [7].

В работах [7–10] введена функция субъективной полезности решений о принятии и отклонении инвестиционных проектов, которая может быть использована в рассматриваемой ситуации:

$$U_A = (1 + \beta)L + P, \quad (1)$$

$$U_R = -\beta L - \gamma P. \quad (2)$$

В (1) и (2): β – коэффициент, учитывающий «страх» риска инвестора; γ – коэффициент, учитывающий сожаление инвестора о возможной упущенной выгоде. Указанные коэффициенты относятся к использованию функции субъективной полезности и описаны более подробно в работах [7, 9, 10].

Выражения (1) и (2) определяют соответственно субъективные полезности принятия и отклонения инвестиционного проекта. При этом рекомендуется принимать то решение, которое имеет максимальную полезность.

При проведении экспертизы инвестиционного проекта происходит уменьшение начального отрезка неопределенности $[NPV_1; NPV_2]$ следующим образом: экспертиза определяет уточняющий отрезок $[a_1; b_1]$ для величины NPV , лежащий внутри отрезка $[NPV_1; NPV_2]$ таким образом, что $b_1 \geq NPV_1$ (для левого положения отрезка $[a_1; b_1]$ на рис. 1) и $a_1 \leq NPV_2$ (для правого положения данного отрезка на рис. 1).

Предполагается, что оценки экспертизы не противоречат начальному отрезку неопределенности $[NPV_1; NPV_2]$, в случае крайнего правого положения отрезка $[a_1; b_1]$ считаем, что экспертиза определила одну точку NPV_2 для оценки значения NPV проекта, а в случае крайнего левого положения отрезка $[a_1; b_1]$ определена одна точка NPV_1 . Множество возможных промежуточных положений отрезка $[a_1; b_1]$ включают случаи, когда $a_1 < 0$ и $b_1 > 0$ (пример показан на рис. 1).

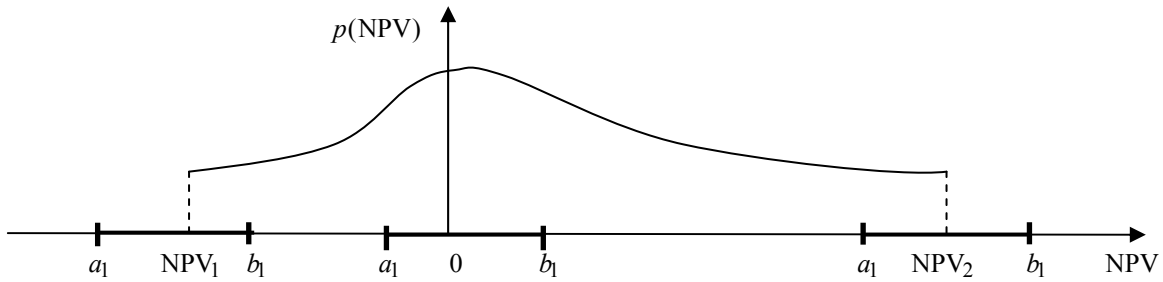


Рис. 1. Некоторые возможные положения отрезка $[a_1; b_1]$, определяемого экспертизой

Набор всех возможных положений отрезка $[a_1; b_1]$ на интервале неопределенности $[NPV_1; NPV_2]$ зависит от длин указанных отрезков. Для учета этого факта вводится параметр $\Delta = \frac{(b_1 - a_1)}{2}$ и предполагается, что данный параметр известен инвестору заранее до проведения экспертизы, вместе с параметром C – затратами на проведение экспертизы.

Таким образом, инвестор априорно (до проведения экспертизы), зная начальные оценки величин NPV_1 и NPV_2 и определив вид функции $p(NPV)$, может оценить полезность проведения дополнительной экспертизы с параметром Δ и затратами на проведение C , повысив таким образом эффективность инвестиционного решения.

Анализ литературы показывает, что подобные задачи рассматривались в работах [11–14]. Однако многие работы в данной области носят фрагментарный характер, изучаются отдельные элементы инвестиционного цикла, отсутствует целостная картина сложной рассматриваемой ситуации. В связи с этим необходимо обобщение ряда существующих исследований для разработки общих методов поддержки принятия решений с возможностью поэтапного уточнения уровней риска и неопределенности.

В следующем разделе будет проведено обоснование методики оценки полезности проведения экспертизы.

Обоснование формул для оценки полезностей решений и полезности проведения экспертизы

Дерево решений для рассматриваемой задачи представлено на рис. 2. Поясним все возможные решения в имеющейся ситуации.

Решения A_0 и R_0 – соответственно принятие и отклонение инвестиционного проекта на начальной стадии до проведения экспертизы, узел E соответствует событию проведения экспертизы. Решение P_1 – принятие проекта к реализации в ситуации, когда $a_1 \geq 0$ и $b_1 > 0$ для отрезка $[a_1; b_1]$, определенного экспертизой, а решение N_1 – отклонение проекта от реализации в противоположной ситуации, когда $a_1 < 0$ и $b_1 \leq 0$.

Решения A_1 и R_1 – соответственно принятие и отклонение инвестиционного проекта в случае, когда после проведения экспертизы остается неопределенность вида $a_1 < 0$ и $b_1 > 0$.

Приведем выражения для оценок полезностей решений, выделенных на рис. 2. В приведенных ниже формулах примем следующее обозначение:

$$IN[f(NPV), a_1, b_1] = \int_{a_1}^{b_1} f(NPV) d(NPV).$$

Для оценки полезностей решений A_0 и R_0 могут быть использованы (1) и (2) соответственно. Согласно определению решения P_1 нижняя и верхняя оценки для величины NPV в данном случае лежат в неотрицательной области числовой оси, поэтому полезность решения P_1 можно определить по формуле

$$U(P_1) = IN[NPV \cdot p(NPV), a_1, b_1], \tag{3}$$

где $a_1 \geq 0$ и $b_1 > 0$.

Полезность решения (3) соответствует математическому ожиданию NPV для доходного проекта.

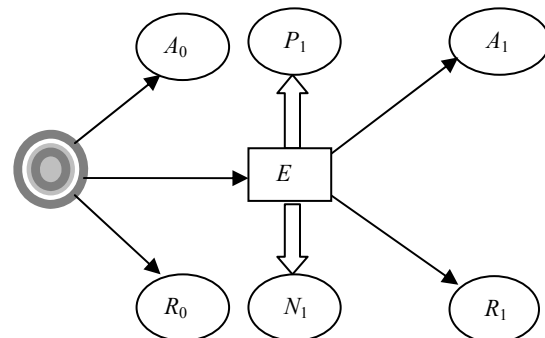


Рис. 2. Дерево решений в ситуации с возможностью проведения экспертизы

Для решения N_1 полезность определяется следующим выражением:

$$U(N_1) = -\beta \cdot IN[NPV \cdot p(NPV), a_1, b_1], \tag{4}$$

где $a_1 < 0$ и $b_1 \leq 0$.

Определим величину \overline{NPV} по формуле $\overline{NPV} = \frac{\min(b_1; NPV_2) - \max(a_1; NPV_1)}{2}$. При этом величина \overline{NPV} будет характеризовать среднее значение NPV для одного исхода, который может наблюдаться при проведении экспертизы.

При проведении большого количества испытаний по моделированию положения отрезка $[a_1; b_1]$ (и соответственно величины \overline{NPV}) внутри началь-

ного отрезка $[NPV_1; NPV_2]$ можно априорно оценить величины ожидаемых полезностей для всех имеющихся решений в рассматриваемой ситуации. Оценка полезности проведения экспертизы может быть проведена по следующей формуле:

$$U^E = U(P_1) + U(N_1) + \max(U(A_1); U(R_1)) - \max(U(A_0); U(R_0)) - C, \quad (5)$$

где $U(P_1)$ и $U(N_1)$ – полезности решений P_1 и N_1 соответственно, $U(A_1)$ и $U(R_0)$ – полезности решений A_1 и R_1 соответственно, $U(A_0)$ и $U(R_0)$ – полезности решений A_0 и R_0 , C – затраты на проведение экспертизы.

В случае, когда имеется неопределенность при принятии решения (для решений A_1 и R_1 , A_0 и R_0) оцениваются полезности решений для принятия и отклонения условного инвестиционного проекта с соответствующими характеристиками нижней и верхней границы NPV и выбирается решение, имеющее наибольшую полезность. В случае с решениями P_1 и N_1 неопределенность устраняется полностью, поэтому полезности этих решений складываются для определения общей полезности всех решений после экспертизы. Полезность решения до экспертизы и общие затраты на проведение экспертизы вычитаются из полученной суммы.

Таким образом, при получении значения $U^E > 0$ проведение экспертизы характеризуется положительной информационной полезностью по сравнению с принятием решения относительно реализации проекта без проведения экспертизы, соответственно проведение экспертизы рекомендуется в этом случае. В противном случае ($U^E < 0$) проведение дополнительной экспертизы невыгодно.

Метод имитационного моделирования для определения полезностей всех имеющихся решений в данном случае состоит из нескольких этапов. Во-первых, выбирается шаг h для разбиения начального отрезка неопределенности $[NPV_1; NPV_2]$. Чем меньше значение h , тем точнее получаемые результаты. Во-вторых, для каждого из значений полученной сетки необходимо определить, к какому решению может относиться инвестиционный проект с данной характеристикой \overline{NPV} , и рассчитать полезность по соответствующей формуле. В-третьих, по формулам полезностей всех имеющихся решений нужно накапливать сумму полезностей соответствующих исходов, относящихся к конкретному решению. После рассмотрения всей созданной сетки значений \overline{NPV} произвести расчет величины U^E в соответствии с (5).

Использование рассмотренного алгоритма позволяет выделить некоторые граничные значения

a_1^{Un} и b_1^{Un} , которые разделяют области на начальном отрезке неопределенности, относящиеся к решениям P_1 , N_1 и решениям A_1 и R_1 . Так, при введении граничных значений a_1^{Un} и b_1^{Un} отрезок $[NPV_1; a_1^{Un}]$ относится к решению N_1 , отрезок $[b_1^{Un}; NPV_2]$ – к решению P_1 , а отрезок $[a_1^{Un}; b_1^{Un}]$ – остающаяся область неопределенности после проведения экспертизы (может быть принято решение A_1 или R_1).

Для нахождения значений a_1^{Un} и b_1^{Un} может быть использовано уравнение

$$\frac{IN[p(NPV), a_1^{Un}, 0]}{IN[p(NPV), 0, b_1^{Un}]} = \frac{IN[p(NPV), NPV_1, 0]}{IN[p(NPV), 0, NPV_2]}. \quad (6)$$

Разработка численного метода определения полезностей решений

В данном разделе будут введены формулы для оценки полезностей решений численным методом.

Значение h (шаг разбиения начального отрезка) удобно выбирать таким образом, чтобы в результате деления $\frac{NPV_2 - NPV_1}{h} = N$ получалось целое число.

При целом значении N погрешность вычислений численным методом будет меньше, так как оценки параметров NPV_2 и NPV_1 не будут отличаться от значений этих параметров.

Для использования численного метода определения полезностей решений удобно рассмотреть разбиение отрезка $[NPV_1; NPV_2]$ с двух сторон:

$$x_j^a = NPV_1 + (j-1) \cdot h, j=1, 2, \dots, N; \quad (7)$$

$$x_j^b = NPV_2 - (j-1) \cdot h, j=1, 2, \dots, N. \quad (8)$$

Верхний индекс для переменной x_j^a отличает сетку значений (7) начального отрезка, начинающуюся от значения NPV_1 и увеличивающуюся до значения NPV_2 от (8), начинающейся от значения NPV_2 и уменьшающейся до NPV_1 .

При использовании (7) значения a_1^{Un} и b_1^{Un} , вычисленные согласно (6), заменяются их численными оценками таким образом, что значения, принимаемые для a_1^{Un} и b_1^{Un} , оказываются левее фактических значений данных величин, полученных в соответствии с (6). Для сетки значений (8) значения a_1^{Un} и b_1^{Un} , вычисленные в соответствии с (6), заменяются их численными оценками, которые лежат правее фактических значений данных величин.

Таким образом, при использовании (7) происходит уменьшение фактических значений a_1^{Un} и b_1^{Un} , полученных в соответствии с (6), а при использовании (8) – их увеличение.

Используя (7), априорную полезность для решения N_1 согласно (4) вычислим так:

$$U_{N_1}^a = \frac{1}{N_1} \sum_{j=1}^{N_1} U_{j(N_1)}^a \cdot \text{IN}[p(\text{NPV}), \text{NPV}_1, a_1^{Un}],$$

где $N_1 = \frac{a_1^{Un} - \text{NPV}_1}{h}$;

$$U_{j(N_1)}^a = -\frac{\beta \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}.$$

Априорную полезность решения N_1 при использовании (8) определим аналогичным выражением:

$$U_{N_1}^b = \frac{1}{N - N_2} \sum_{j=N_2}^N U_{j(N_1)}^b \cdot \text{IN}[p(\text{NPV}), \text{NPV}_1, a_1^{Un}],$$

где $N_2 = \frac{\text{NPV}_2 - a_1^{Un}}{h}$;

$$U_{j(N_1)}^b = -\frac{\beta \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}.$$

Априорную полезность для решения P_1 при использовании (7) вычислим так:

$$U_{P_1}^a = \frac{1}{N - N_2} \sum_{j=N_2}^N U_{j(R_1)}^a \cdot \text{IN}[p(\text{NPV}), b_1^{Un}, \text{NPV}_2],$$

где $N_2 = \frac{b_1^{Un} - \text{NPV}_1}{h}$;

$$U_{j(R_1)}^a = \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}.$$

Используя (8), априорную полезность для решения P_1 определим следующей формулой:

$$U_{P_1}^b = \frac{1}{N_1} \sum_{j=1}^{N_1} U_{j(R_1)}^b \cdot \text{IN}[p(\text{NPV}), b_1^{Un}, \text{NPV}_2],$$

где $N_1 = \frac{\text{NPV}_2 - b_1^{Un}}{h}$;

$$U_{j(R_1)}^b = \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}.$$

Априорную полезность для решения A_1 , используя (7), вычислим по следующей формуле:

$$U_{A_1}^a = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{j=N_1}^{N_2} U_{j(A_1)}^a,$$

где $U_{j(A_1)}^a =$

$$= \begin{cases} (1+\beta) \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, 0] + \\ + \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), 0, x_{j+1}^a], \text{ если } \begin{cases} x_j^a < 0, \\ x_{j+1}^a > 0; \end{cases} \\ (1+\beta) \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}, \text{ если } \begin{cases} x_j^a < 0, \\ x_{j+1}^a \leq 0; \end{cases} \\ \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}, \text{ если } \begin{cases} x_j^a \geq 0, \\ x_{j+1}^a > 0. \end{cases} \end{cases}$$

При использовании (8), априорную полезность решения A_1 вычислим так:

$$U_{A_1}^b = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{j=N_1}^{N_2} U_{j(A_1)}^b,$$

где $U_{j(A_1)}^b =$

$$= \begin{cases} (1+\beta) \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, 0] + \\ + \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), 0, x_j^b], \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b < 0, \\ x_j^b > 0; \end{cases} \\ (1+\beta) \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}, \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b < 0, \\ x_j^b \leq 0; \end{cases} \\ \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}, \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b \geq 0, \\ x_j^b > 0. \end{cases} \end{cases}$$

Априорную полезность для решения R_1 согласно (7) найдем по следующей формуле:

$$U_{R_1}^a = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{j=N_1}^{N_2} U_{j(R_1)}^a,$$

где $U_{j(R_1)}^a =$

$$= \begin{cases} -\beta \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, 0] - \\ - \gamma \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), 0, x_{j+1}^a], \text{ если } \begin{cases} x_j^a < 0, \\ x_{j+1}^a > 0; \end{cases} \\ -\beta \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}, \text{ если } \begin{cases} x_j^a < 0, \\ x_{j+1}^a \leq 0; \end{cases} \\ -\gamma \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_j^a, x_{j+1}^a]}, \text{ если } \begin{cases} x_j^a \geq 0, \\ x_{j+1}^a > 0. \end{cases} \end{cases}$$

При использовании (8) априорную полезность решения R_1 определим выражением

$$U_{R_1}^b = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{j=N_1}^{N_2} U_{j(R_1)}^b,$$

где $U_{j(R_1)}^b =$

$$= \begin{cases} -\beta \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, 0] - \\ -\gamma \cdot \text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), 0, x_j^b], \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b < 0, \\ x_j^b > 0; \end{cases} \\ -\beta \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}, \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b < 0, \\ x_j^b \leq 0; \end{cases} \\ -\gamma \frac{\text{IN}[\text{NPV} \cdot p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}{\text{IN}[p(\text{NPV}), x_{j+1}^b, x_j^b]}, \text{ если } \begin{cases} x_{j+1}^b \geq 0, \\ x_j^b > 0. \end{cases} \end{cases}$$

Теперь, зная полезности всех имеющихся после экспертизы решений, можно вычислить априорную полезность в узле E согласно (7) и (8) по следующим формулам:

$$U^a = U^a(R_1) + U^a(N_1) + \max(U^a(A_1); U^a(R_1));$$

$$U^b = U^b(R_1) + U^b(N_1) + \max(U^b(A_1); U^b(R_1)).$$

Тогда согласно (5) информационная полезность экспертизы для рассмотренных разбиений определяется выражениями:

$$U_a^E = U^a - \max(U(A_0); U(R_0)) - C; \quad (9)$$

$$U_b^E = U^b - \max(U(A_0); U(R_0)) - C. \quad (10)$$

Итоговое значение для полезности проведения экспертизы определяется как среднее арифметическое полученных в (9) и (10) значений, т.е.

$$U^E = \frac{U^a + U^b}{2}.$$

Использование численного метода позволяет находить оценку априорной полезности проведения экспертизы для инвестиционных проектов в случае общего вида функции $p(\text{NPV})$.

Программное обеспечение и результаты его применения

Для проверки разработанного алгоритма составлена программа в среде Matlab. Функция плотности вероятности $p(\text{NPV})$ задавалась выражением

$$p(\text{NPV}) = k \left(1 - \frac{\text{NPV}}{\text{NPV}_1}\right)^{m_1} \left(1 - \frac{\text{NPV}}{\text{NPV}_2}\right)^{m_2},$$

где $\text{NPV}_1 \leq \text{NPV} \leq \text{NPV}_2$; $m_1 \geq 0$; $m_2 \geq 0$.

Коэффициент k определяется из условия нормировки:

$$k \cdot \int_{\text{NPV}_1}^{\text{NPV}_2} \left(1 - \frac{\text{NPV}}{\text{NPV}_1}\right)^{m_1} \left(1 - \frac{\text{NPV}}{\text{NPV}_2}\right)^{m_2} dx = 1.$$

Входными параметрами для расчетов являлись следующие величины: $\text{NPV}_1, \text{NPV}_2, m_1, m_2, \alpha, \gamma, \Delta, C$.

Численные значения исходных данных для модельного примера приведены в табл. 1.

Таблица 1
Исходные данные для расчетов

№ п/п	Величина	Значение
1	NPV_1	-4 000
2	NPV_2	14 000
3	m_1	1
4	m_2	2
5	α	0,7
6	γ	0,817
7	Δ	3 000
8	C	0

Результаты расчетов представлены на рис. 3 и в табл. 2.

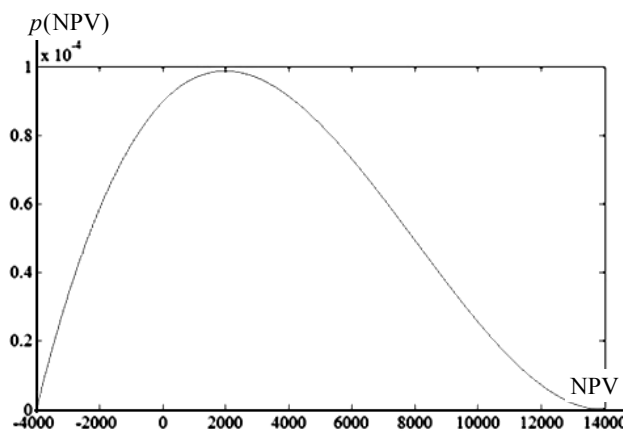


Рис. 3. Плотность вероятности распределения NPV

Таблица 2
Результаты расчета в среде Matlab

№ п/п	Величина	Расчет по формулам	Численный метод	
		Полезность	Нижняя оценка	Верхняя оценка
1	Решение P_1	9 263,1	9 261,3	9 263,6
2	Решение N_1	12 173,3	12 166,0	12 176,0
3	Решение A_1	718,4	713,5	723,0
4	Решение R_1	0	0	0
5	Полезность экспертизы U^E	3 040,4	3 037,4	3 042,6

Как видно из табл. 2, нижние и верхние оценки полезностей решений образуют интервал, в который попадает точное значение полезности, полученное по формулам. Для рассмотренного модельного примера информационная полезность экспертизы, рассчитанная численным методом, составила $U^E = 3040$, что говорит о том, что проведение экспертизы выгодно в данном случае. Данный вывод

объясняется тем фактом, что стоимость экспертизы была выбрана $C=0$. Таким образом, при стоимости экспертизы менее 3 040 условных денежных единиц, проведение экспертизы будет приносить дополнительную полезность при неизменных величинах остальных исходных данных.

Заключение

При использовании разработанного алгоритма возможен комплексный учет следующих факторов: индивидуального отношения инвестора к упущенным возможностям и степени его склонности к риску, взаимного расположения на числовой оси величин NPV_1 и NPV_2 , параметров экспертизы Δ , C . Кроме этого, разработанная математическая модель может быть расширена для случая многоэтапной экспертизы инвестиционного проекта. Программный продукт в среде Matlab может использоваться на практике для оценки эффективности реальных инвестиционных проектов, в которых предусматривается возможность проведения дополнительной экспертизы, оценивающей уровни риска при принятии решений по реализации проектов.

Литература

1. Плаус С. Психология оценки и принятия решений / пер. с англ. – М.: Информационно-издательский дом «Филинь», 1998. – 368 с.
2. Kahneman D. Choices, values and frames / D. Kahneman, A. Tversky // *American Psychologist*. – 1984. – Vol. 39, No. 4. – P. 341–350.
3. Kahneman D. Prospect Theory: An Analysis of Decision Under Risk / D. Kahneman, A. Tversky // *Econometrica*. – 1979. – Vol. 47, No. 2. – P. 263–291.
4. Tversky A. The framing of decisions and the psychology of choice / A. Tversky, D. Kahneman // *Science*. – 1981. – Vol. 211, No. 4481. – P. 453–458.
5. Tversky A. Advances in prospect theory: cumulative representation of uncertainty / A. Tversky, D. Kahneman // *Journal of Risk and Uncertainty*. – 1992. – Vol. 5, No. 4. – P. 297–323.
6. Tversky A. Loss Aversion in Riskless Choice: A Reference-Dependent Model / A. Tversky, D. Kahneman // *The Quarterly Journal of Economics*. – 1991. – Vol. 106, No. 4. – P. 1039–1061.
7. Данько Е.В. Функция субъективной полезности инвестиционных решений в условиях информационной неопределенности и метод оценки ее параметров // *Вестн. Новосиб. гос. ун-та. Сер.: Информационные технологии*. – 2015. – Т. 13, вып. 3. – С. 24–32.
8. Боговиз А.В. О функции ожидаемой полезности инвестиционных проектов в условиях риска / А.В. Боговиз, Е.В. Данько, Н.М. Оскорбин [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ukrnauka.ru/DN/28-03-2012_A4_tom-82.pdf, свободный (дата обращения: 24.02.2015).
9. Данько Е.В. Функция полезности инвестиционных проектов в условиях неопределенности // *Сб. тр. XVI регион. конф. по математике «МАК–2013»*. – 2013. – С. 110–111.
10. Данько Е.В. Исследование полезностей принятия и отклонения инвестиционных проектов // *Сб. науч. ст. междунар. молодежной школы-семинара «Ломоносовские чтения на Алтае»*, Барнаул, 5–8 ноября 2013 г.: в 6 ч. – 2013. – Ч. 1. – С. 193–196.
11. Орлов А.И. Теория принятия решений: учеб. пособие. – М.: Экзамен, 2006. – 576 с.
12. Оскорбин Н.М. Математические модели оптимизации многоэтапных инвестиционных процессов при информационных ограничениях / Н.М. Оскорбин, А.В. Жариков, Е.В. Магюнин // *Матер. 3-го межрегион. семинара «Совершенствование управления производством, инновации и инвестиции»*. – 2013. – С. 143–154.
13. Оскорбин Н.М. Информационный аспект принятия решений в системе ЛПР / Н.М. Оскорбин, А.В. Боговиз, А.В. Жариков // *Динамика современной науки. Экономика: матер. VII Междунар. науч.-практ. конф.* – 2011. – Т. 2. – С. 53–55.
14. Шелковников К.А. Алгоритм оптимизации выбора источника финансирования инвестиционного проекта / К.А. Шелковников, А.А. Мицель // *Доклады ТУСУРа*. – 2009. – №1 (19), ч. 1. – С. 139–143.

Данько Евгений Викторович

Ассистент каф. информатики
Алтайского государственного университета
Тел.: +7-905-924-35-34
Эл. почта: evdanko88@gmail.com, jai-white@mail.ru

Danko E.V.

Numerical method to evaluate the utility of an investment expertise

The main idea of utility evaluation for one-phase expertise using the numerical method is explained in the article. The aforementioned method allows a quantitative assessing of the benefits which can be drawn by carrying out an investment expertise. The information obtained by using the described mathematical apparatus can be used in the decision-making process concerning evaluation of economic utility to carry out an expertise for a real investment project.

Keywords: expertise utility, investment expertise, evaluation of investment efficiency.

УДК 681.3.06

А.А. Шелупанов, А.Р. Смолина

Методика проведения подготовительной стадии исследования при производстве компьютерно-технической экспертизы

Предложена методика производства подготовительной стадии исследования при производстве компьютерно-технической экспертизы (КТЭ). Определены условия использования конкретных экспертных методов на подготовительной стадии КТЭ. Представлены преимущества использования методики при производстве КТЭ.

Ключевые слова: компьютерно-техническая экспертиза, подготовительная стадия, экспертная методика.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-31-34

Расследование киберпреступлений, производств экспертиз по ним осложняются тем, что с постоянным развитием информационных технологий появляются объекты исследования, которых ранее просто не было, постоянно изменяются, модифицируются механизмы и методы совершения ранее известных видов преступлений, появляются абсолютно новые виды преступлений. Экспертам компьютерно-технической экспертизы (КТЭ) [1] для дачи полного, достоверного, научно обоснованного заключения необходимо постоянное повышение квалификации, совершенствование навыков, обновление имеющихся знаний и использование соответствующей настоящему времени методической литературы. Это одно из отличий КТЭ от многих видов традиционной экспертизы (например, почерковедческой, дактилоскопической), где для дачи полного, достоверного, научно обоснованного заключения возможно использование методического обеспечения (экспертных методик) двадцатилетней давности. Для КТЭ это абсолютно невозможно. Отсюда и возникает потребность в разработке методики производства КТЭ, которая бы соответствовала современному уровню развития науки и техники [2].

Методика производства КТЭ должна содержать методические рекомендации для каждой из стадий производства экспертизы [2]. В рамках данной статьи будет рассмотрена предложенная авторами методика производства первой и обязательной стадии производства КТЭ – методика производства подготовительной стадии КТЭ.

Основная цель подготовительной стадии – уяснение экспертом экспертной задачи. Для этого экспертом рассматриваются поставленные вопросы, формируется общее представление о состоянии и признаках исследуемых объектов (в результате осмотра представленных объектов), происходит ознакомление с постановлением и материалами дела (имеющими отношение к экспертизе). На данной стадии выдвигаются рабочие гипотезы, определяются необходимые методы, приемы и средства исследования, а также алгоритм их применения, составляется план работы. В случае необходимости запрашиваются дополнительные материалы, изучается специальная и справочная литература.

Предложенная методика соответствует современному уровню развития науки и техники, а также

требованиям отечественного законодательства [3–8]. Кроме этого, данная методика применима при производстве КТЭ по практически любым вопросам данного рода экспертизы.

Авторами предлагается методика производства подготовительной стадии производства КТЭ, представляющая следующую упорядоченную последовательность действий и методов:

1. Дается подписка о предупреждении об уголовной ответственности за дачу заведомо ложного заключения по ст. 307 Уголовного кодекса Российской Федерации (УК РФ) [8] или об административной ответственности по ст. 17.9 Кодекса Российской Федерации об административных правонарушениях (КоАП РФ) [9], а в необходимых случаях по ст. 310 УК РФ – за разглашение данных предварительного расследования.

2. Изучается постановление/определение, рассматриваются поставленные вопросы.

3. Осуществляется изучение материалов дела.

4. Выполняется осмотр и описание объектов, предоставленных на экспертизу. При осмотре эксперт изучает общие признаки исследуемых объектов. Осмотр рекомендуется сопровождать фотосъемкой объектов при их поступлении в экспертное учреждение – в упаковке и без упаковки, с целью фиксации внешних признаков исследуемых объектов.

5. После внешнего осмотра объектов осуществляется предварительный анализ информационного содержимого объектов с целью определения пригодности и достаточности объектов для ответа на вопросы экспертизы и определения методов исследования. Для этого объекты подключаются к тестовому компьютеру эксперта.

Перед подключением носителей информации к тестовому компьютеру должны быть обеспечены неизменность и сохранность информации. Так, например, при подключении исследуемых накопителей на жестких магнитных дисках (НЖМД) к тестовому компьютеру для предотвращения утечки важной информации с подключаемого НЖМД должно быть осуществлено блокирование возможности сохранения данных на носителях, подключаемых к портам USB тестового компьютера. Блокирование возможности сохранения данных рекомендуется осуществ-

лять аппаратными блокираторами, допускается блокирование возможности сохранения данных программными средствами (средствами экспертной операционной системы (ОС), специализированным программным обеспечением (ПО)).

Для установления пригодности носителей информации для дальнейшего проведения исследования рекомендуется использование специализированного ПО. Например, для НЖМД возможно проведение тестирования на наличие сбойных кластеров (участков на поверхности диска, имеющих механическое либо другое повреждение). В качестве одной из программ, применимых для этого, может быть использована HDDScan. (HDDScan – это утилита для тестирования накопителей информации (HDD, RAID, Flash)). Программа предназначена для диагностики накопителей информации на наличие BAD-блоков, просмотра S.M.A.R.T-атрибутов накопителя, изменения специальных настроек (управление питанием, старт/стоп шпинделя, регулировка акустического режима).

Составляется рабочий план проведения исследования. Для этого проводится:

– Пересмотр нормативных документов и законодательных актов (*если требуется*).

– Определение возможности проведения экспертизы на основании: постановки цели, определения конечного результата проведения исследования; определения методов исследования; анализа применимости технической базы (программного обеспечения, оборудования) экспертного учреждения для решения конкретных поставленных задач; определения соответствия квалификации эксперта сложности вопросов, решаемых в рамках конкретной экспертизы.

– Анализ наличия среди ранее проведенных экспертиз аналогичных. В случае наличия – использование плана ранее проведенных экспертиз в качестве шаблона. При отсутствии – составление индивидуального плана проведения экспертизы.

– При необходимости использования на каком-либо из этапов разрушающих / частично разрушающих методов исследования – подача соответствующего ходатайства лицу, назначившему экспертизу.

– В случае отклонения ходатайства – пересмотр методов проведения экспертизы. При невозможности проведения экспертизы без использования разрушающих / частично разрушающих методов – написание сообщения о невозможности проведения исследования.

– На тестовом компьютере эксперта осуществляется подготовка *рабочих зон* (директорий на тестовом компьютере эксперта, содержащих всю исследуемую информацию и информацию, имеющую доказательное значение в рамках дела). Подготовка рабочих зон осуществляется следующим образом:

– Выполняется клонирование / копирование данных с предоставленных на экспертизу носителей информации на рабочую станцию эксперта (тестовый компьютер). При проведении анализа данных,

содержащихся непосредственно на самом носителе, без их предварительного копирования на рабочую станцию эксперта, данный этап отсутствует.

– На рабочей станции эксперта создается директория, в которой будут размещены файлы, содержащие информацию, необходимую для ответа на поставленные вопросы.

– На рабочей станции эксперта создается директория, в которой размещается информация, полученная с объектов, предоставленных на экспертизу, необходимая для проведения экспертизы, но в своем полном объеме не являющаяся доказательствами по делу. Таким образом, в данной директории могут быть размещены: полные образы носителей информации, все log-файлы, reg-файлы, история интернет-активности, index-файлы и т.д.

Такая организация рабочих зон весьма удобна при работе с большим количеством информации, но не является обязательной.

При выборе экспертом между исследованием клонов / копий / образов и исследованием информации непосредственно на носителе нужно руководствоваться тем, что в соответствии со стандартами криминалистики эксперты проводят исследование или анализ копий цифровых объектов – так исключается изменение или нарушение целостности данных оригинала.

Исследование непосредственно самого носителя возможно, если такой вид исследования физически не может внести изменения в информацию (например, из-за особенностей носителя – DVD-R) или невозможно получение копии, пригодной для проведения исследования (в этом случае необходимо разрешение лица, назначившего экспертизу, на применение частично разрушающих методов).

Копия исходных цифровых данных для исследования обычно называется образом. Для того чтобы этот образ являлся юридическим эквивалентом оригинала, он должен представлять собой абсолютную копию исходных данных. Следовательно, каждый бит оригинала должны быть скопирован на образ. Существуют различные методы клонирования носителей информации. Выбор того или иного метода обуславливается конкретной ситуацией.

– Результаты предварительного исследования и регламентированная информация об эксперте, экспертном учреждении, экспертизе отражаются в вводной и частично исследовательской частях заключения.

На подготовительной стадии в вводной части заключения указываются:

- место и время производства экспертизы;
- основания производства;
- информация об экспертном учреждении, эксперте;
- отметка о предупреждении эксперта об уголовной ответственности;
- вопросы, поставленные на экспертизу;
- отметка о редакции вопроса (в случае редакции формулировки вопроса экспертом);

- информация об объектах, поступивших на исследование;
 - предоставленные материалы дела, относящиеся к вопросам экспертизы;
 - лица, присутствовавшие при производстве экспертизы (может быть указано / дополнено на последующих стадиях экспертизы);
 - информация о заявленных ходатайствах, результаты их разрешения (может быть указано / дополнено на последующих стадиях экспертизы);
 - отметка о производстве повторной или дополнительной экспертизы;
 - использованная литература (может быть указано/дополнено на последующих стадиях экспертизы).
- На подготовительной стадии в исследовательской части заключения указывается:
- информация о результатах внешнего осмотра объектов;
 - информация о результатах исследования информационного пространства носителей информации и их пригодности для проведения исследования;
 - информация о выбранных методах исследования носителей информации.

Для формализации и наглядного представления бизнес-процессов методики производства подготовительной стадии КТЭ была использована методология функционального моделирования IDEF0 [10]. Основываясь на ней, вышеописанная упорядоченная последовательность действий и методов подготовительной стадии КТЭ была представлена с помощью набора взаимосвязанных функциональных блоков. IDEF0-модель методики производства подготовительной стадии КТЭ представлена в диссертационном исследовании одного из соавторов данной статьи – А.Р. Смолиной. Данная модель в дальнейшем будет использована для автоматизации производства КТЭ.

Заключение

В данной статье описана разработанная авторами методика производства подготовительной стадии КТЭ, соответствующая современному уровню развития науки и техники, а также требованиям отечественного законодательства. Использование данной методики при производстве КТЭ способствует предотвращению:

1. Необоснованного применения экспертом частично разрушающих или разрушающих методов исследования – внесению изменений в информацию, содержащуюся на исследуемых объектах. В результате чего под сомнение может быть поставлена не только пригодность заключения в качестве доказательства, но и самих объектов исследования.
2. Упущения важных артефактов, неверной трактовки их (эксперт может дать не полное, не достоверное заключение).
3. Получения самоотвода или отвода эксперта из-за отсутствия у него необходимых знаний (информации о методах исследования, условиях их применения, экспертном инструментарии и т.д.).

4. Увеличения сроков производства экспертизы.
5. Увеличения трудозатрат и стоимости производства экспертизы.
6. Сокращения преступления.

Разработанная IDEF0-модель методики производства подготовительной стадии КТЭ в дальнейшем будет использована для автоматизации производства КТЭ.

Литература

1. Россинская Е.Р. Судебная компьютерно-техническая экспертиза / Е.Р. Россинская, А.И. Усов. – М.: Право и закон, 2001. – 416 с.
2. Концептуальные основы судебной компьютерно-технической экспертизы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dslib.net/kriminal-process/konceptualnye-osnovy-sudebnoj-kompjuterno-tehnicheskoy-jekspertizy.html>, платный (дата обращения: 20.12.2015).
3. Федеральный закон «О государственной судебно-экспертной деятельности в Российской Федерации» (с изменениями на 8 марта 2015 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/901788626>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
4. Гражданский процессуальный кодекс РФ (ГПК РФ 2015) (с изменениями на 30 декабря 2015 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/grazhdanskij-processualnyj-kodeks-rf-gpk-rf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
5. Уголовно-процессуальный кодекс РФ (УПК РФ) (с изменениями на 30 декабря 2015 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/ugolovno-processualnyj-kodeks-rf-upk-rf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
6. Арбитражный процессуальный кодекс РФ (АПК РФ 2015) (с изменениями на 30 декабря 2015 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/arbitrazhnyj-processualnyj-kodeks-rf-apk-rf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
7. Постановление Пленума Верховного Суда Российской Федерации от 21 декабря 2010 г. № 28 «О судебной экспертизе по уголовным делам» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/902253012>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
8. Уголовный кодекс РФ (УК РФ 2015) (с изменениями на 30 декабря 2015 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/ugolovnyj-kodeks-rf-uk-rf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
9. Кодекс РФ об административных правонарушениях (КоАП РФ 2015) (с изменениями на 15 февраля 2016 года) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/kodeks-rf-ob-administrativnyh-pravonarushenijah-koap-rf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).
10. Методология функционального моделирования IDEF0. Руководящий документ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nsu.ru/smk/files/idef.pdf>, свободный (дата обращения: 25.02.2016).

Шелупанов Александр Александрович

Д-р техн. наук, профессор, ректор
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУРа)
Тел.: 8 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: saa@tusur.ru

Смолина Анна Равильевна

Аспирант каф. комплексной информационной
безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа
Тел.: 8-923-411-34-03
Эл. почта: atoj@rambler.ru

Shelupanov A.A., Smolina A.R.

The methodology of preparatory stage of computer forensics

The methodology of preparatory stage of computer forensics is proposed. The specific uses of expert methods are shown. The advantages of using the methodology in the production computer forensics are shown.

Keywords: computer forensics, preparatory stage, expert methods.

УДК 519.254

М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов

Методика выравнивания временных рядов вегетационного индекса NDVI, полученных по данным спектрорадиометра MODIS

Приводится описание методики, позволяющей выравнивать временные ряды вегетационного индекса NDVI (Normalized Difference Vegetation Index) для пространственного разрешения 250 м и ежедневных измерений. Эта проблема возникает при необходимости проводить анализ динамики вегетационного индекса при решении конкретных задач сельского и лесного хозяйства, МЧС и др. Методика базируется на коррекции значений вегетационного индекса в зависимости от параметров облачной маски и величины температуры. Приводится обработка реальных данных спутниковых измерений в районе г. Томска.

Ключевые слова: спектрорадиометр MODIS, временные ряды, вегетационный индекс, методика выравнивания.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-35-39

В настоящее время спутниковые данные наблюдения являются важнейшим глобальным и периодическим источником информации, необходимой для изучения атмосферы и поверхности Земли. С каждым годом увеличивается число спутниковых систем, обладающих разнообразными характеристиками (пространственными, временными, спектральными), что порождает значительный рост получаемых данных и приводит к необходимости развивать соответствующие методы хранения, обработки и анализа, которые должны обеспечивать эффективную и быструю работу со спутниковыми данными. Особое внимание уделяется развитию программно-информационной составляющей, позволяющей пользователям искать, получать, обрабатывать и визуализировать спутниковую информацию.

Решение задачи оценки состояния окружающей среды, претерпевающей изменения в зависимости от влияния естественных и антропогенных факторов, невозможно без наличия достоверной информации об ее параметрах. В настоящее время не существует наземной системы мониторинга, которая обеспечила бы регулярное, с широким пространственным охватом получение параметров окружающей среды. Единственно возможной является космическая система мониторинга окружающей среды, которая обеспечивает большую обзорность, оперативность и регулярность получения информации. Получаемые из космоса данные необходимо накапливать, обрабатывать и анализировать. В результате обработки появляется возможность получать информацию об основных параметрах атмосферы и поверхности Земли. Изучая пространственно-временное поведение параметров, описывающих состояние поверхности Земли (температура поверхности, коэффициент отражения, вегетационный индекс и др.), можно извлекать массу связанной с этими параметрами информации. Такой информацией, например, может быть изменение, которое связано с отличием типичного поведения параметра во времени или по пространству (примером является пожар).

Получаемые с помощью разнообразных спутниковых систем мониторинговые данные о поверх-

ности Земли связаны с процессом непрерывного сбора информации для конкретной территории. Существующие спутниковые системы, такие как MODIS [<http://modis.gsfc.nasa.gov>] и Landsat [<http://landsat.gsfc.nasa.gov>], уже более десяти лет регулярно поставляют спутниковую информацию, обработка которой дает возможность оценивать параметры атмосферы (аэрозоль, облачность, осадки, влажность и др.) и поверхности Земли (вегетационные индексы, отражательную способность, температуру и др.).

Важнейшей информацией, которая позволяет исследовать происходящие на поверхности Земли процессы, являются вегетационные индексы [1–3]. Классификация величин индексов и их взаимосвязей позволяет четко выделять объекты на Земле, которые относятся к разным типам поверхности. Классификация типов поверхности, поиск изменений необходимы в различных технологических, научных или экологических приложениях, связанных с контролем состояния лесных массивов, пахотных земель, строительных территорий, оценкой площади выгоревшего леса и др. Однако решение этих задач опирается на один важный минус спутниковых оптических измерений в видимой и инфракрасной областях спектра, который связан с наличием мешающего фактора облачности и свойств прозрачности атмосферы. При этом отметим, что в таком случае сами характеристики поверхности чаще всего не меняются, а меняется значение измеренных сигналов и значит, величина вегетационного индекса, что подлежит коррекции.

Данная статья является развитием работ [4, 5] и содержит методику, которая предназначена для выравнивания рядов наблюдений вегетационного индекса, полученных по данным спектрорадиометра MODIS.

Постановка задачи

Измеряемое на борту спутника отраженное солнечное и уходящее инфракрасное излучение зависит от свойств взаимодействия с объектами земной поверхности и атмосферы [1, 5]. С формализованной точки зрения регистрируются мгновенные

значения яркости $I(x, y, \lambda, t)$ для матрицы, состоящей из (i, j) строк и столбцов (имеющих пространственные координаты широта (y) – долгота (x)). Каждое такое изображение получено для набора спектральных каналов с длиной волны λ (зависит от типа спутникового прибора) при заданных значениях φ зенитного и азимутального θ углов наблюдения, φ_s зенитного и азимутального θ_s угла Солнца, конкретного состояния атмосферы, которое обычно определяется ее прозрачностью, коэффициентами отражения типов поверхности и рельефом. Прозрачность атмосферы определяется наличием аэрозольных составляющих, приземной дымки, перистой облачности и облаков.

Нами в работе используются данные измерений спутникового прибора MODIS (Moderate Resolution Imaging Spectroradiometer. Прибор MODIS – сканирующий спектрорадиометр среднего разрешения), предназначенный для глобального мониторинга из космоса характеристик океана, суши и атмосферы. MODIS состоит из двух приборов, один из которых (MODIS-N) снимает в надир, а ось съемки другого (MODIS-T) может быть отклонена. 36 спектральных каналов MODIS охватывают диапазон с длинами волн от 0,4 до 14,4 мкм. Съемка в двух первых спектральных каналах (620–670 и 841–876 нм) ведется с пространственным разрешением 250 м, в пяти спектральных каналах видимого и ближнего инфракрасного диапазона – с разрешением 500 м, а в остальных (диапазон от 0,4 до 14,4 мкм) – 1000 м. Радиометрическое разрешение исходных снимков составляет 12 бит. Траектория движения носителя (высота орбиты 705 км) и угол обзора системы позволяют охватывать измерениями полосу обзора шириной 2330 км. Это позволяет прибору MODIS за сутки получать изображение практически всей поверхности Земли, за исключением отдельных участков в районе полюсов.

Наличие такого набора спутниковых данных является одним из важнейших факторов, определяющих последующие методы и алгоритмы обработки космических изображений. Обработка возможна при использовании двух принципиально разных подходов: первый предполагает использование изображений, полученных в некий фиксированный момент времени, а второй основан на составлении рядов разновременных изображений. Для первого случая применяются методы визуальной интерпретации или автоматической классификации, а для второго используются математические подходы обработки и анализа временных рядов.

Временные ряды измерений $I(\lambda, t, x, y)$ для каждого пространственно локализованного пикселя с координатами (x, y) и спектрального канала λ дают возможность определять динамические закономерности поведения параметров атмосферы или поверхности Земли. Если остановиться на задачах, связанных с изучением поведения параметров поверхности Земли, то в этом случае удобно использовать вегетационные индексы NDVI. Данный индекс

удобен для идентификации типа отражающей поверхности. NDVI (Normalized Difference Vegetation Index) – нормализованный относительный индекс растительности, количественный показатель фотосинтетически активной биомассы. Один из самых распространенных и используемых индексов для решения задач, использующих количественные оценки растительного покрова. Идея расчета NDVI основана на спектральной зависимости коэффициента отражения растений, которая в красной области спектра содержит максимум поглощения солнечной радиации хлорофиллом растений, а в инфракрасной области содержит область максимального отражения типом и листовой структурой растений. Отношение спутниковых измерений, полученных в этих двух спектральных областях, позволяет четко отделять растительные объекты от прочих. Рассчитывается вегетационный индекс с использованием данных по отражению на двух каналах: K_1 – данные измерений в первом (0,620–0,670 нм) и K_2 – (0,841–0,876 нм) каналах прибора MODIS по формуле [6]

$$NDVI = (K_1 - K_2) / (K_1 + K_2), \quad (1)$$

где K_1, K_2 – измеренные значения прибором MODIS в соответствующих каналах.

Зимой значения NDVI минимальны, а летом они максимальны (рис. 1). Вегетационный индекс обладает естественной межгодовой периодичностью, а значит, временной ряд содержит составляющие: трендовую, сезонную и случайную. Вариации значений вегетационного индекса в каждый конкретный день года могут быть значительными, поскольку они обуславливаются многими естественными причинами, такими как облачность, дождь, ветер, температура, прозрачность атмосферы и др. На рис. 1 приведены значения вегетационного индекса для пикселя в районе г. Томска для измерений MODIS в течение двух лет.

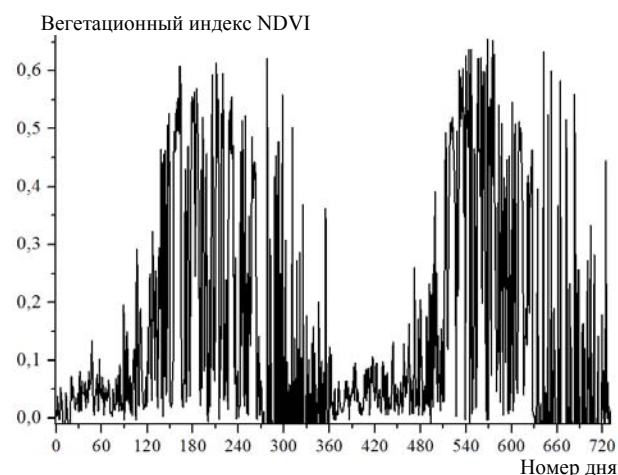


Рис. 1. Значения временного хода (два года) вегетационного индекса NDVI в районе г. Томска

Наличие шумов во временных рядах NDVI, вызванных влиянием облачности и различиями в геометрических условиях освещения и наблюдения поверхности, требует проведения предварительной

обработки спутниковых данных – выравнивания. Необходимость этого шага связана с тем, что статистические характеристики временных рядов значительно отличаются от гладких функций, какими и должны быть функции NDVI, связанные с фенологическим циклом растений. Поэтому решение практических задач, например сельского хозяйства, где необходимо знать дату начала фенологического цикла и другие показатели, определяемые с точностью определения параметров годового цикла изменений кривой NDVI (годовой максимум, начало и завершение фенологического цикла и др.). Для задач лесного хозяйства возникают те же проблемы, которые связаны с параметрами кривой NDVI, когда необходимо оценить изменение состояния лесного массива, при помощи статистических характеристик ряда: тренд, вид и параметры кривой NDVI (максимум, ширина и др.).

Предлагаемая методика

Выравнивание выполняется для устранения влияния атмосферы за счет рассеяния и поглощения газами, ослабления излучения аэрозолями и облачностью. Изменение измеренных сигналов в дни, когда наблюдается облачность, можно учесть с помощью расчета облачной маски. Расчет облачной маски основан на использовании спектральных каналов ближней ИК-области спектра [8] (данные измерений в третьем (459–479 нм) и шестом (1628–1652 нм) каналах прибора MODIS используются для расчета нормализованного разностного индекса снега

$$NDSI = (K_4 - K_6) / (K_4 + K_6), \quad (2)$$

где K_4 , K_6 – измеренные значения прибором MODIS в соответствующих каналах).

Классификация участков изображения на типы: облачность, снег и чистая поверхность – проводится на основе пороговых условий: 1) «снег», если $K_4 \geq 0,1$ и $NDSI \geq 0,4$; 2) «облачность», если $K_4 \geq 0,1$ и $-0,2 \leq NDSI < 0,4$; 3) «полупрозрачная облачность», если $K_4 \geq 0,1$ и $-0,2 > NDSI \geq -0,5$; 4) «чистая поверхность» во всех остальных случаях). Затем выделяются участки изображения, покрытые облачностью, и формируется для каждого пикселя изображения признак разделения суша / облачная поверхность.

Методика выравнивания может быть представлена последовательностью действий:

1. По данным спектральных каналов 1 и 2 MODIS рассчитывается NDVI.

2. Первый этап расчёта маски нормализованных значений NDVI состоит в том, что по данным спектральных каналов 4 и 6 MODIS определяется влияние облачности (пикселю присваивается значение 1, где нет облаков и дымки, в противном случае – 0).

3. Второй этап учета расчёта маски нормализованных значений NDVI основан на том факте, что для бесснежного периода года NDVI плавно растёт, а затем плавно снижается, следовательно, значения, которые намного меньше, чем предыдущие и последующие, неверны и должны быть исключены. Поэтому для всех элементов, у которых

маска равна 1, находятся максимальные значения NDVI, у которых маска также равна 1, справа и слева от текущего элемента на ширину окна (оптимальная ширина около 5). Если оба максимума больше 0,1 и оба максимума больше, чем значение текущего элемента, умноженное на коэффициент (из практических соображений взят равным 1,5), то маска текущего элемента становится равной 0.

4. Третий этап также основан на том факте, что NDVI должен изменяться плавно, и состоит в удалении слишком сильных выбросов значений NDVI как в большую, так и в меньшую сторону, от соседних. Если значение NDVI с маской, равной 1, слишком сильно отличается от таких же стоящих перед ним и после него, а сами эти значения отличаются друг от друга слабо, то маска текущего элемента становится равной 0.

5. После этого для элементов с маской, равной 0, рассчитывается значение из тех, у которых маска равна 1, с помощью линейной интерполяции.

6. Проводится сглаживание методом скользящего среднего (окно 11 точек).

Далее, сопоставив значения ряда NDVI за один год (для примера) с параметрами облачной маски согласно предлагаемой методике, получим кривую, которая является уже существенно более гладкой (рис. 2, а – сплошная кривая, по сравнению с исходным рядом рис. 2, б).

Однако точность определения параметров облачной маски не идеальна и возникают выбросы, но уже другой величины, которые легко исправить обычным сглаживанием или подгонкой некоторой известной функции [9–10].

Сравнение результатов, представленных на рис. 2, а и б для сглаженных значений (см. на рисунках пунктирные линии) и подгонки известного вида функции (для примера выбрана функция Гаусса – см. на рисунках точки), показывает, что сглаженные значения временного ряда NDVI существенно отличаются друг от друга по форме и амплитуде, что однозначно при определении тренда и параметров ряда приведет к значительным погрешностям.

Результаты

На рис. 3 представлены результаты обработки данных вегетационного индекса NDVI для различных типов поверхности (река, сосновый лес и город), а также их сглаженных значений. Из рис. 3 видно, что использование ежедневных значений измерений спутниковым прибором MODIS позволяет получать физически адекватную модель фенологического поведения вегетационного индекса [10] согласно спектральным коэффициентам отражения различных типов поверхности. Хорошо разделены по форме и амплитуде выбранные для анализа (в данной статье) типы поверхности. Таким образом, разработанная нами методика является средством оценки временного ряда вегетационного индекса (с существенно отличающимися коэффициентами отражения) и значит может быть использована для решения практических задач.

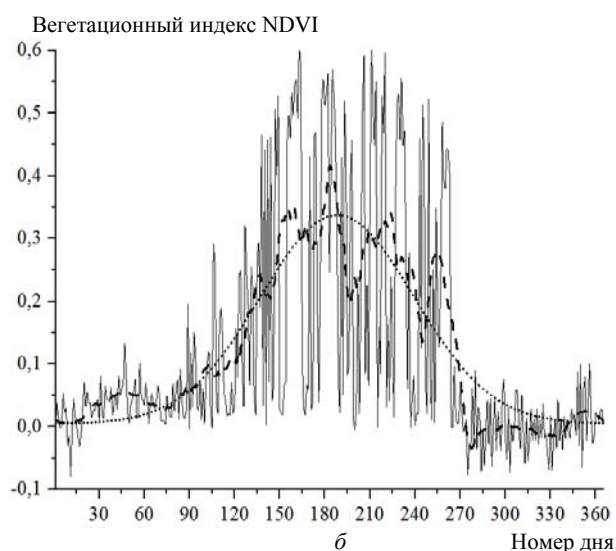
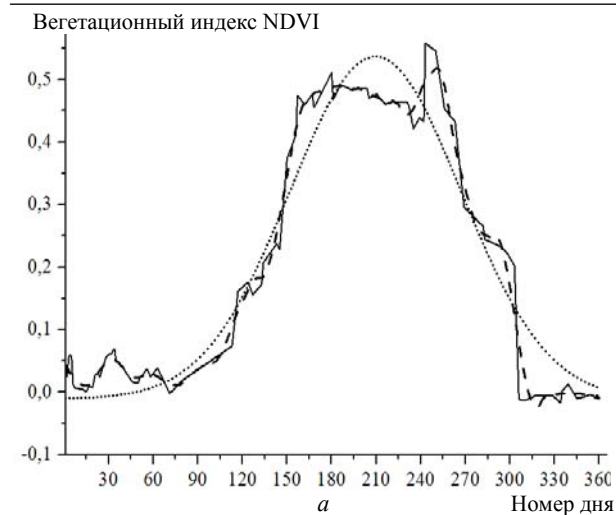


Рис. 2. Выравнивание временного хода значений вегетационного индекса NDVI в районе г. Томска методом скользящего среднего (пунктир) и вписывания функции Гаусса (точки) для a – учета облачной маски и b – исходного ряда

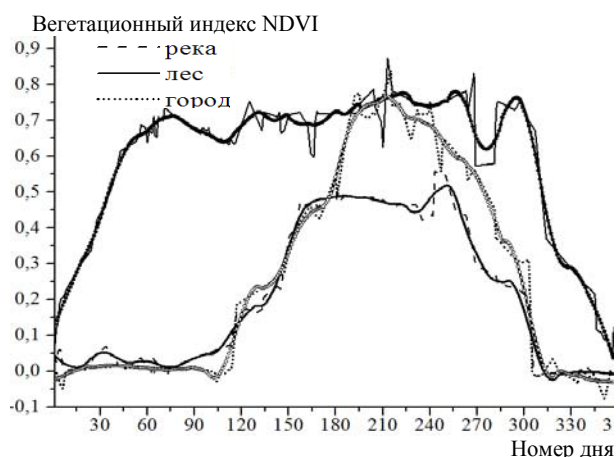


Рис. 3. Значения временного ряда вегетационного индекса NDVI для разнообразных типов поверхности (река, сосновый лес и город), а также их сглаженных значений

Отметим, что данная методика пригодна для массовых вычислений за счет высокой скорости и точности учета разнообразных изменений значений вегетационного индекса. Учитывая, что значения вегетационного индекса зависят от температуры и влажности, данная методика подлежит уточнению, что будет сделано в следующих работах.

Заключение

В статье приведена методика выравнивания временного ряда вегетационного индекса NDVI, которая основана на нескольких шагах, связанных с расчетом непосредственно вегетационного индекса, облачной маски, двухэтапного учета облачной маски и сглаживания методом скользящего среднего. Предлагаемая методика апробирована для реальных спутниковых данных спектрорадиометра MODIS для территории, расположенной в окрестностях г. Томска. На данной территории были выбраны три пикселя с однородной структурой типов поверхности: река, город и лес. Методика показала высокую скорость и точность восстановления формы временного ряда вегетационного индекса и устойчивость к значительным отклонениям вегетационного индекса (выбросам).

Литература

1. Белов В.В. От физических основ, теории и моделирования к тематической обработке спутниковых изображений. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – 265 с.
2. Сухих В.И. Аэрокосмические методы в лесном хозяйстве и ландшафтном строительстве. – Йошкар-Ола, 2005. – 390 с.
3. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. – М.: Техносфера, 2010. – 582 с.
4. Катаев М.Ю. Обнаружение экологических изменений природной среды по данным спутниковых измерений / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Оптика атмосферы и океана. – 2014. – Т. 27, № 7. – С. 652–656.
5. Катаев М.Ю. Интернет-информационная система накопления, обработки и анализа спутниковых данных MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 1(35). – С. 93–99.
6. Черепанов А.С. Вегетационные индексы / А.С. Черепанов // Геоматика. – 2011. – № 2. – С. 98–102.
7. Hird J.N. Noise reduction of NDVI time series: an empirical comparison of selected techniques / J.N. Hird, G.J. McDermid // Remote Sensing of Environment. – 2009. – № 113. – P. 248–258.
8. Hall D.K. Development of methods for mapping global snow cover using moderate resolution imaging spectroradiometer data / D.K. Hall, G.A. Riggs, V.V. Salomonson // Remote Sensing of Environment. – 1995. – № 54. – P. 127–140.
9. Jonsson P. TIMESAT – a program for analyzing time-series of satellite sensor data / P. Jonsson, L. Eklundh // Computers and Geosciences. – 2004. – № 30. – P. 833–845.
10. Zhang X. Monitoring vegetation phenology using MODIS / X. Zhang, M. Friedl, C. Schaaf // Remote Sensing of Environment. – 2003. – № 84. – P. 471–475.

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: (382-2) 70-15-36, 8-960-975-27-85
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Бекеров Артур Александрович

Аспирант Института мониторинга климато-экологических систем СО РАН, Томск
Тел.: (382-2) 70-15-36
Эл. почта: artur@bekerov.ru

Лукьянов Андрей Кириллович

Ассистент каф. АСУ ТУСУРа
Тел.: (382-2) 70-15-36
Эл. почта: hyena116@mail.ru

Kataev M.Yu., Bekerov A.A., Lukyanov A.K.

Alignment method of the time series for NDVI vegetation index derived from spectroradiometer MODIS

The article provides a description of the methods, allowing to fit the time series of the vegetation index NDVI (Normalized Difference Vegetation Index) for a spatial resolution of 250 m and daily measurements. This problem occurs when it is necessary to analyze the dynamics of the vegetation index to solve specific problems of agriculture and forestry, and could be useful for the Ministry of emergency situations, etc. The method is based on correction values of the vegetation index, depending on the parameters cloud mask and the values of temperature. The processing of real data obtained by satellite measurements near the city of Tomsk is described.

Keywords: MODIS, time series, vegetation index, methods of alignment.

УДК 371.687:621.3.037.37

П.А. Дунаев, С.Ю. Рябцунов, М.А. Шукралиев

Сравнительный анализ конфигураций маршрутизатора, влияющих на изменение полосы пропускания сигнала

Рассмотрено влияние протоколов маршрутизации и алгоритмов безопасности на изменение полосы пропускания трафика. При моделировании сети применен комплекс программного обеспечения для проведения полной симуляции изменения сигнала от агрегационного оборудования сервис-провайдера. Смоделирована передача трафика при использовании возможных протоколов маршрутизации в настройках активного сетевого оборудования.

Ключевые слова: полоса пропускания, трафик, конфигурация оборудования, маршрутизатор.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-40-45

При построении проводной IP-сети для передачи видеосигнала по ней возникает ряд вопросов, существенно влияющих на качество изображения у конечного пользователя. Изменение настроек программы маршрутизатора (конфигурация) приводит к изменению полосы пропускания сигнала в зависимости от используемых протоколов маршрутизации [1]. Поскольку каждый клиент за свои деньги желает видеть качественный сигнал, актуальность исследования, приведенного в статье, не вызывает сомнений.

Определение задачи и инструментов моделирования

При передаче данных по сетям связи присутствует множество проблем, влияющих на качество принимаемого сигнала. Некачественная передача таких услуг, как голос, передача данных и HD-видео, занижает так называемый механизм гарантированного качества QoE (Quality of Experience, восприятие качества) и QoS (Quality of Service, качество обслуживания). Изменение полосы пропускания трафика на программном уровне также негативно сказывается на качестве принимаемого сигнала.

Скорость передачи сигнала, мощность в оптическом канале – параметры, зависящие от технологии подключения абонента к сети (xDSL, PON) и влияющие на качество принимаемого сигнала [2, 3]. Рассмотрим, какую долю вносят в изменение полосы пропускания и средней скорости передачи сигнала элементарные алгоритмы безопасности и протоколы маршрутизации при обработке трафика на уровне его маршрутизации у ISP (Internet Service Provider).

За основу исследования примем типовую схему подключения пользователя к сети Интернет – провайдера [1]. В зависимости от используемого протокола маршрутизации полоса пропускания будет меняться, в настоящее время наиболее часто применяемыми протоколами являются:

- ICMP (Internet Control Message Protocol – протокол межсетевых управляющих сообщений);
- OSPF (Open Shortest Path First – протокол динамической маршрутизации);
- BGP (Border Gateway Protocol – основной протокол динамической маршрутизации);

– ACL (Access Control List – список контроля доступа);

– IPsec (IP security – протокол защищенного канала);

– протокол приоритета трафика.

Скорость сигнала, передаваемого пользователю от провайдера, по своей трассе прохождения изменяется в зависимости от используемого протокола маршрутизации. Трассу условно можно разбить на три логические зоны:

1) зона агрегации – в данном сегменте сети находится агрегирующее оборудование сервис-провайдера;

2) зона передачи или транспортный уровень – на этом участке происходит обработка, кодирование и перекодирование сигналов из одного стандарта в другой. Параметры данного участка в расчет изменений сигнала не учитываются, так как целью исследования является непосредственно конфигурация маршрутизатора сервис-провайдера;

3) зона абонентского доступа – в данном сегменте представлены конечные пользователи, клиенты абонентской сети провайдера (компьютеры, ноутбуки, мобильные телефоны).

Изучение свойств ослабления сигнала на трассе между пользователем и провайдером возможно с помощью модельного эксперимента, что проще и дешевле разработки соответствующих устройств. С помощью модели появляется возможность детального изучения изменения скорости сигнала.

Описание прикладных программ для моделирования

В процессе моделирования задействовано два программных продукта симуляции:

1) Router GNS3 – эмулирует реальное сетевое оборудование в сети от ISP до пользователя [4];

2) LAN Traffic v.2 – эмулирует оконечное оборудование [5].

Программа LAN Traffic v.2 фиксирует изменения трафика, сгенерированного программой Router GNS3.

Для GNS3 в качестве агрегирующего маршрутизатора выберем IOS, принадлежащий к семейству стекового агрегирующего оборудования: cisco7200-

advsecurity9-mz.124-11.T.bin. Данная операционная система поддерживает расширенные возможности безопасности (Security Agreement), голосовой функционал (Cisco Voice CME) и маршрутизацию граничных шлюзов (BGP Routing).

Исследование влияния протокола маршрутизации ICMP на изменение полосы пропускания

Согласно логике обмена сигналами в IP сети передается стандартный эхо-запрос. При проведении

моделирования маршрутизатор находился в стековом состоянии (протокол маршрутизации ICMP), настроенный отсылать весь трафик на маршрутизатор в базовой станции.

Полоса пропускания трафика в стековом состоянии маршрутизатора представлена на рис. 1.

Как видно из графика (см. рис. 1), при протоколе ICMP сигнал колеблется в диапазоне от 60 до 100 Мб/с.

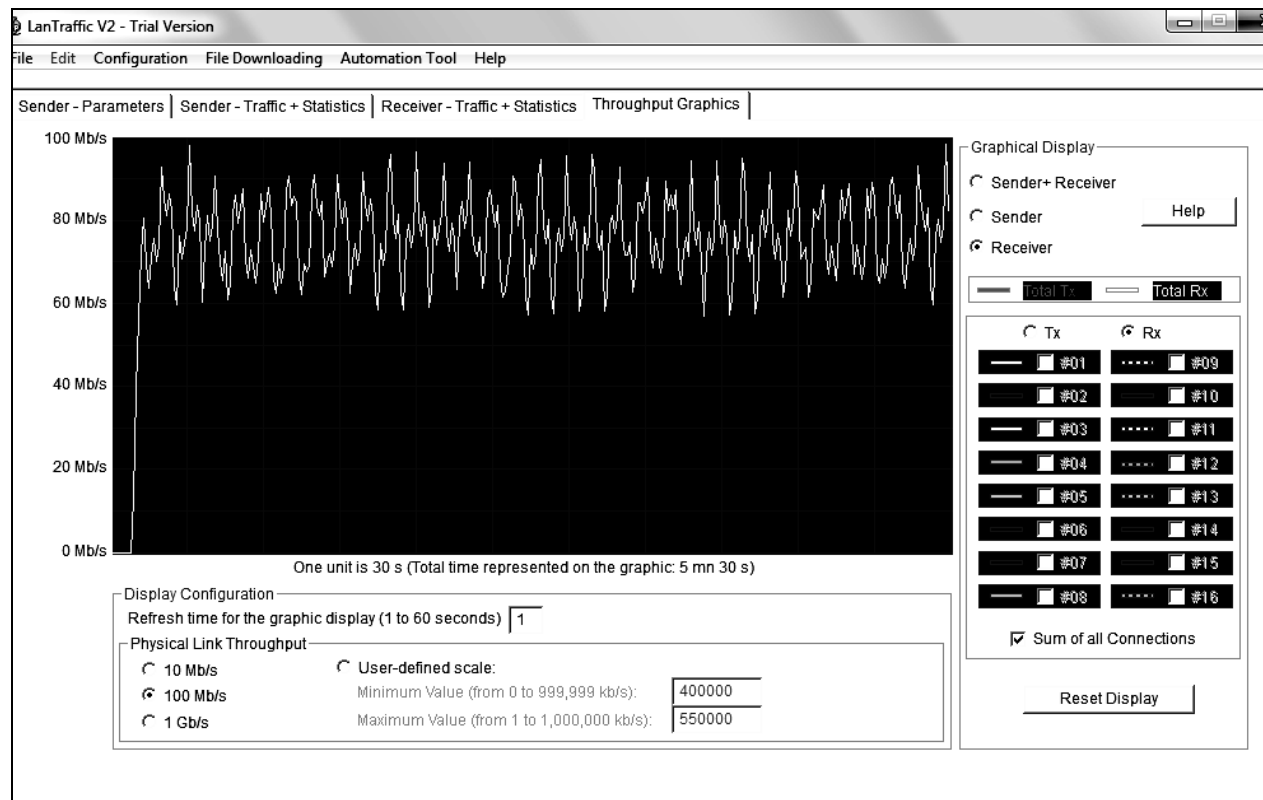


Рис. 1. Изменения скорости сигнала в течение 5 мин 30 с при настройке маршрутизатора по протоколу ICMP

Скорости передачи абонентов являются дискретными и случайными величинами, принимающими значения $b_1^{(k)} = B_p^{(k)}$ с вероятностью $p^{(k)}$ и $b_2^{(k)} = B_{min}^{(k)}$ с вероятностью $q^{(k)} = 1 - p^{(k)}$, где k – один из вариантов обработки трафика (голос, видео, данные). Тогда плотность распределения скоростей передачи абонентов k -й службы может быть выражена как сумма дельта-функций [6]:

$$f(b^{(k)}) = p^{(k)}\delta(b^{(k)} - B_p^{(k)}) + q^{(k)}\delta(b^{(k)} - B_{min}^{(k)}), \quad (1)$$

первый начальный момент скоростей передачи имеет вид

$$\begin{aligned} \beta_1^{(k)} &= \int_0^\infty b^{(k)} \left[p^{(k)}\delta(b^{(k)} - B_p^{(k)}) + q^{(k)}\delta(b^{(k)} - B_{min}^{(k)}) \right] db^{(k)} = \\ &= p^{(k)}B_p^{(k)} + q^{(k)}B_{min}^{(k)}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $B_p^{(k)}$ – максимальная (пиковая) битовая скорость передачи абонентов k -й службы; $B_{min}^{(k)}$ – минимальная битовая скорость передачи абонентов k -й службы.

Соответственно первый начальный момент случайной величины $\beta_1^{(k)}$ характеризует значение средней битовой скорости передачи $B_{mid}^{(k)}$ [6].

Зададимся вероятностью безотказной работы маршрутизатора $p^{(k)} = 0,995$, тогда согласно выражению (2) первый начальный момент, характеризующий среднюю скорость передачи трафика при настройке маршрутизатора по протоколу ICMP, составляет:

$$B_{mid}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 99,5 \cdot 100 + (1 - 0,995) \cdot 60 = 99,8 \text{ Мб/с.}$$

Исследование влияния протокола маршрутизации OSPF на изменение полосы пропускания

Произведем расчет средней пропускной способности трафика при использовании протокола маршрутизации OSPF. OSPF является наиболее распространенным протоколом маршрутизации в сетях сервис-провайдера [7].

Для качественного понимания процесса передачи сигнала при использовании таблиц маршрути-

зации достаточно добавить в схему еще два маршрутизатора Cisco 7200 [7].

Пусть стандартный эхо-запрос на LAN Traffic v.2 и снимем результаты вывода изменения трафика.

При использовании OSPF изменение сигнала осуществляется в диапазоне от 50 до 100 Мб/с. Тем не менее заметны «проседания» трафика через каждые 30 с. Подобное поведение трафика можно охарактеризовать постоянно повторяющимся процессом обмена таблицами маршрутизации между устройствами ядра сети.

Каждый подобный обмен требует не только определенного количества вычислительных ресурсов оборудования, но и определенной полосы пропускания для обмена данными по таблицам маршрутизации. Как известно, данный протокол основывается на технологиях отслеживания состояния каналов, что подразумевает под собой определенное резервирование полосы пропускания для обмена сигнальной информацией. Подобные манипуляции создают большую нагрузку на процессоры маршрутизаторов, вынужденных обрабатывать и отслеживать любое изменение сигнала в сети. Согласно (2) определим среднюю скорость передачи трафика при настройке маршрутизатора по протоколу OSPF:

$$B_{\text{mid}}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 99,75 \text{ Мб/с.}$$

Отметим, что $B_{\text{mid}}^{(k)}$, рассчитанное для протокола ICMP, незначительно отличается от значения $B_{\text{mid}}^{(k)}$ для протокола OSPF.

Исследование влияния протокола маршрутизации BGP на изменение полосы пропускания

Протокол BGP является основным в сети Internet [8]. Данный протокол предназначен для обмена маршрутной информацией о подсетях между автономными системами (АС), таким образом, группы маршрутизаторов в едином управляемом домене используются протоколом внутри доменной маршрутизации для согласования маршрутов внутри автономных систем и протоколами междоменной маршрутизации для согласования маршрутов передачи пакетов в другие автономные системы. Передаваемая информация содержит в себе список автономных систем, к которым имеется подключение, через целевую систему. Поиск наилучших маршрутов выполняется по правилам, установленным в сети.

BGP поддерживает бесклассовую IP-адресацию и способен использовать суммирование маршрутов для оптимизации таблиц маршрутизации. На данный момент эксплуатируется четвертая версия протокола. BGP, как и DNS, является одним из ключевых механизмов, координирующих маршрутизацию трафика в Internet.

BGP работает на прикладном уровне модели OSI и функционирует поверх протокола TCP 4-го уровня. После конвергирования соединения происходит обмен информацией обо всех маршрутах, включенных в домен автономной системы и предна-

значенных для обмена между этими системами. Впоследствии транслируется только информация об изменениях маршрутов в таблицах маршрутизации. При разрыве соединения удаляются все маршруты.

Рассмотрим процесс передачи сигнала для протокола BGP. Часть конфигурации по BGP позаимствуем с работающего и эксплуатируемого маршрутизатора Cisco 7200, установленного на площадке провайдера ТОО «ЭЛИТКОМ».

Снимем результаты изменения сигнала на выходе со стороны конечного пользователя.

Можно однозначно сказать, что «проседания» сигнала значительно глубже, нежели это было в OSPF маршрутизации, и ослабление достигает 10 Мб/с. Это связано с тем, что BGP обменивается не полными таблицами маршрутизации, а лишь ее частями. Пиковые значения полосы пропускания достигают 100 Мб/сек. Используя выражение (2), определим среднюю скорость передачи трафика при настройке маршрутизатора по протоколу BGP:

$$B_{\text{mid}}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 99,55 \text{ Мб/с.}$$

Отметим, что $B_{\text{mid}}^{(k)}$, рассчитанное для протокола BGP, отличается от значения $B_{\text{mid}}^{(k)}$ для протокола ICMP и протокола OSPF в меньшую сторону.

Исследование влияния списка контроля доступа ACL на изменение полосы пропускания

ACL – набор правил, которые определяют, кто, куда и как может получать доступ. В конкретном случае это является объект, находящийся в конкретном участке сети или системы.

Access Control List является основой систем безопасности в любых системах. Для данного вида безопасности характерен подход разборчивости к входящим и исходящим соединениям, пытающимся получить доступ к определенным ресурсам или участкам в сети. При создании ACL используется принцип избирательного управления доступом [9].

Этим набором правил ограничим доступ к сети соединениям, не являющимся доверенными для данного участка сети, пропишем правила безопасности для будущих клиентов VPN-подключений, а также опишем простой список сетей, разрешенных для трансляции.

По результатам изменения сигнала можно сказать, что списки доступа не создают серьезных помех для прохода трафика в пределах участка маршрутизатор – базовая станция – конечный пользователь. Наблюдаются определенные всплески и «проседания» в диапазоне от 40 до 100 Мб/с, что говорит об их непосредственном влиянии на сигнал.

На основании этих исследований можно сделать логический вывод: если ACL будет достаточно громоздким, содержать в себе не пару-тройку строк правил, как в нашем случае, а несколько сотен строк, то пропуск трафика в сторону конечных пользователей будет весьма затруднителен. С учетом этого можно однозначно сказать, что ACL больших размеров способен существенно воздействовать на

передаваемые данные и как следствие изменение сигнала в целом.

Используя выражение (2), определим среднюю скорость передачи трафика для ACL:

$$B_{\text{mid}}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 99,7 \text{ Мб/с.}$$

Отметим, что $B_{\text{mid}}^{(k)}$, рассчитанное для ACL, отличается от средних значений скорости для протоколов BGP, ICMP и OSPF.

Исследование влияния приоритезированного трафика на изменение полосы пропускания

Организовать сеть, которая однозначно пробрасывала бы весь трафик в случае полной сетевой работы всех хостов, практически нереально. Показатели пропускной способности высчитываются по некоторым усредненным значениям с учетом вида использования сети и типа проходящего трафика.

В большей части сетей малых и средних организаций пропускная способность сети задействуется менее чем на 12%, и ограничения в трансляции данных из-за нехватки полосы пропускания, как правило, невозможны или их вероятность крайне мала. Однако не все линии связи имеют подобный запас по полосе пропускания. С увеличением активности использования сетевых ресурсов вероятность закономерной перегрузки сети экспоненциально растет.

В общем случае сама сеть в принципе не гарантирует целостность доставки данных. В случае когда пакет с данными не способен пройти по сети, он уничтожается и пропадает. Подавляющее число приложений адекватно обрабатывает факты утери части пересылаемых данных и передает их вторично. Тем не менее существуют задачи, для которых любая потеря единицы информации крайне критична. К примеру, при передаче видео подобные обстоятельства приведут к возникновению искажений. В таком случае можно разрешить проблему, если обеспечить передаче видео более приоритетные условия, чем, к примеру, протоколу почты и онлайн-сообщений.

Проблемы с приоритезацией трафика разрешаются путем присвоения пересылаемым по сети единицам информации определенного уровня обслуживания и организации для них определенного качества обслуживания [10]. В целом данная проблема является весьма сложной и разрешается различными путями для LAN- и WAN-сетей.

Пропишем в настройках маршрутизатора стандартизированные моменты по приоритезации трафика для передачи данных [1, 10].

Данная конфигурация позволит маршрутизатору терминировать трафик на себе и адекватно его обрабатывать.

По результатам изменения сигнала можно сказать, что трафик ввиду своего приоритета обрабатывается гораздо меньше, чем если бы это были просто данные как единицы информации. Наблюдается характерное для данного вида трафика задержка, вызванная буферами обработки маршрутизатора, кото-

рый занимается раскладыванием и фильтрацией входящего трафика на приоритетные составляющие.

Колебание полосы пропускания для этого типа трафика составляет 10–40 Мб/с.

Средняя скорость передачи трафика с приоритетом определяется согласно выражению (2):

$$B_{\text{mid}}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 39,85 \text{ Мб/с.}$$

Значения средних скоростей передачи для ACL, протоколов BGP, ICMP и OSPF отличаются от тех же значений скорости передачи трафика с приоритетом в среднем на 60%.

Исследование влияния протокола защищенного канала IPsec на изменение полосы пропускания

IPsec представляет собой набор протоколов для обеспечения безопасности сетевого соединения.

Говоря о передаче шифрованного трафика, подразумевается создание VPN (Virtual Private Network) – виртуальной приватной сети. Это обобщенное название технологий, которые могут обеспечить одно или n -е количество защищенных сетевых соединений поверх недоверенных сетей (например, сети Internet). Соединение происходит по сетям с нулевым, т.е. неизвестным уровнем доверия, уровень доверия к организованной логической сети не зависит от уровня доверия к основным сетям благодаря осуществленным механизмам криптографических средств.

Протокол IPsec предоставляет три вида услуг: аутентификацию (AH), шифрование (ESP) и безопасную пересылку ключей. Обычно желательны обе первые услуги, так как неавторизованный клиент не сможет проникнуть в VPN, а шифрование не позволит злоумышленникам прочитать, исказить или подменить сообщения.

Как правило, VPN организовывается на уровнях не выше 3-го, так как создание криптографических средств на первых уровнях позволяет использовать в каноническом виде транспортные протоколы, что находятся на уровне 4-й принципиальной модели OSI.

Очень часто описывают VPN как одну из видов виртуальной сети – PPTP, между тем используемую не для организации приватной сетей.

Для создания виртуальной приватной сети используют инкапсуляцию протокола PPP в иной протокол, к примеру IP или Ethernet. Технология VPN в настоящее время используется не только для организации частных сетей, но и некоторыми ISP для подключения «последней мили».

При качественном уровне реализации сеть VPN может организовать высокий уровень шифрования трафика. При грамотной настройке технология VPN обеспечивает приватность в сетях общего пользования – Internet.

VPN конфигурация запускает алгоритмы шифрования на маршрутизаторе (MD5 и 3DES). Для начала производится включение в глобальном режиме. После создаются правила по пропусканию протоколов и методы их обработки. VPN-соединение всегда работает в паре, именно поэтому, после организации

подключения генерируется пара 1024-битных ключей для каждого из устройств (клиент, сервер).

Для организации шифрованного подключения создается гостевая подсеть вида x.x.x.x с маской 255.255.255.255. Таким образом, каждый пользователь, инициализирующий соединение извне, получает IP-адрес такого типа.

Оценим результат влияния VPN-шифрования на результирующий выход сигнала.

По результатам исследования видно, что сигнал ведет себя достаточно стабильно. Не наблюдается провалов и задержек. Полоса пропускания используется не на сто процентов. Диапазон колебания полосы пропускания составляет от 20 до 70 Мб/с, что совершенно не отвечает заявленным характеристикам текущей полосы пропускания сигнала (100 Мб/с).

Средняя скорость передачи трафика при использовании протокола защищенного канала IPsec также определяется по выражению (2):

$$B_{\text{mid}}^{(k)} = \beta_1^{(k)} = 69,75 \text{ Мб/с.}$$

Рассчитанное среднее значение скорости передачи для протокола IPsec отличается от тех же значений: для приоритезированного трафика примерно на 43% больше, а для ACL и протоколов BGP, ICMP, OSPF примерно на 30% меньше.

В таблице представлены зафиксированные параметры по исследованию той или иной настройки маршрутизатора.

Сравнительная таблица по результатам исследования

Тип	Диапазон полосы пропускания, Мб/с		Среднее значение полосы пропускания, Мб/с
	Min	Max	
1	2	3	4
IPsec	20	70	69,75
Приоритезация	10	40	39,85
BGP	10	100	99,55
ACL	40	100	99,7
OSPF	50	100	99,75
ICMP	60	100	99,8

Как видно из таблицы, средние значения полос пропускания сигнала для протоколов ICMP, OSPF, BGP и ACL отличаются незначительно. OSPF и BGP являются основными для определения пути прохождения сигнала между маршрутизаторами, ACL ограничивает доступ указанным адресам, ICMP применяется для диагностики и мониторинга сети. Вследствие этого поддержание пропускной способности сети невозможно без применения вышеуказанных протоколов.

IPsec отвечает за сетевую безопасность канала, следовательно, при передаче сигнала происходит выполнение функции взаимной аутентификации (например, обмен паролями), одновременная передача с сообщением его битовой последовательности, что требует дополнительных ресурсов сети, использование которых негативно сказывается на пропускной способности.

Уменьшение скорости сигнала при использовании протоколов приоритезации говорит о следующем: разным классам трафика отводится гарантированный процент от общей пропускной способности сети, но скорость сигнала может еще уменьшиться, если приход высокоприоритетного пакета совпадает по времени с началом продвижения низкоприоритетного пакета на выходной интерфейс.

Заключение

На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Конфигурация активного сетевого оборудования влияет на изменение полосы пропускания и как следствие на сигнал в целом. Профессиональная настройка оборудования, выбор оптимальных протоколов маршрутизации минимизируют потери сигнала и оптимизируют использование ресурсов канала.

2. Доказана необходимость тестирования сетевого оборудования на предмет выдерживания высоких нагрузок.

3. Необходимо вывести закономерный ряд рекомендаций по настройке и эксплуатации активного сетевого оборудования операторов связи.

4. Определена полоса пропускания канала и средняя скорость передачи трафика при использовании:

- протокола маршрутизации ICMP;
- протокола маршрутизации OSPF;
- протокола маршрутизации BGP;
- мер безопасности ACL;
- протокола защищенного канала IPsec;
- протокола приоритезации трафика.

Литература

1. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: учебник для вузов / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – 4-е изд. – СПб.: Питер, 2010. – 944 с.
2. Дунаев П.А. Экспериментальное исследование мультисервисной IP-сети с целью выявления параметров, влияющих на качество цифрового ТВ-изображения // Вестник СибГУТИ (Новосибирск). – 2013. – № 2. – С. 31–41.
3. Дунаев П.А. Метод оценки качества цифрового ТВ-изображения, передаваемого по мультисервисной сети, использующей технологию подключения GPON // Вестник СибГУТИ (Новосибирск). – 2015. – № 3. – С. 11–22.
4. Your Virtual Network in a Suitcase [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.gns3.com/software>, свободный (дата обращения: 30.03.2016).
5. LanTraffic V2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zti-communications.com/lantrafficv2/>, свободный (дата обращения: 30.03.2016).
6. Чутов О.В. Исследование параметров качества обслуживания (QoS), определяющих качество восприятия пользователем (QoE) потокового видео при передаче через Интернет // Т-Comm. – 2009. – № 4. – С. 16–18.
7. Томас Т.М. Cisco. Структура и реализация сетей на основе протокола OSPF / Т.М. Томас. – М.: Вильямс, 2004. – 816 с.
8. Хелеби С. Принципы маршрутизации в Internet. / С. Хелеби, Д. Мак-Ферсон. – М.: Вильямс, 2001. – 448 с.
9. Технологии коммутации и маршрутизации в локальных компьютерных сетях: учеб. пособие / Е.В. Смирнова, А.В. Пролетарский и др.; под общ. ред. А.В. Пролетарского. – М.: Вильямс, 2004. – 208 с.

тарского. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. – 389 с. (Сер. Компьютерные системы и сети).

10. Лапонина О.Р. Основы сетевой безопасности. Ч. 1. Межсетевые экраны: учеб. пособие / О.Р. Лапонина. – М.: Национальный открытый университет «ИНТУИТ», 2014. – 378 с. (Сер. Основы информационных технологий).

Шукралиев Мурат Аяганович

Доцент каф. эксплуатации электрооборудования
КазАТУ, к.т.н.

Тел.: 8-701-350-93-28

Эл. почта: shukraliev.kz@mail.ru

Дунаев Павел Александрович

Ст. преподаватель каф. радиотехники, электроники
и телекоммуникаций

АО «Казахский агротехнический университет

им. С. Сейфуллина» (КазАТУ), г. Астана

Тел.: 8-707-732-43-66

Эл. почта: dunayev.kz@mail.ru

Рябцунов Сергей Юрьевич, к.т.н.

Гл. специалист ТОО «ЭЛИТКОМ»,

Республика Казахстан, г. Астана

Тел.: 8-705-100-56-56

Эл. почта: ryabtsunov@yandex.kz

Dunayev P. A., Ryabtsunov S. Y., Shukraliev M. A.

**Comparative configuration analysis for router influencing
change of bandwidth of a signal**

Influence of routing protocols and safety algorithms on change of a traffic bandwidth is considered. When modeling a network the software complex is applied to carry out full simulation of a signal change received from the aggregation equipment service – provider. Traffic transfer simulation using possible routing protocols in settings of the active network equipment is performed.

Keywords: bandwidth, traffic, equipment configuration, router.

УДК 004.4

М.Ю. Катаев, А.П. Коробко, Н.А. Котельникова

Оценка угловых параметров походки человека из скелетной модели, полученной на основе обработки изображений

Рассмотрена скелетная модель фигуры человека, получаемая на основе обработки изображений. В процессе движения человека углы элементов скелетной модели меняются согласно определенным гармоническим законам. Для каждого человека эти законы типичны по форме, но отличаются благодаря различию в фигуре, весе и росте. Приведены результаты полученных изменений углов скелетной модели. Изменения углов скелетной модели возможно использовать при решении различных практических приложений.

Ключевые слова: ходьба, обработка изображений, скелетная модель, угловые характеристики движения.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-46-49

Современные программно-технические достижения стали неотъемлемой частью современной медицины, спорта и в целом нашей жизни. Многие элементы нашей жизни связаны с приборами, измерениями, результатами обработки. Одним из направлений медицины является разработка таких устройств, которые бы позволили каждому человеку самостоятельно следить за своим самочувствием на основе данных определенных измерений. Одним из множества направлений развития техники в области медицины является использование технологий обработки и анализа изображений. Важным аспектом, который характеризует человека и его состояние здоровья, являются его движение и походка как одна из его составляющих.

Изучением движений человека начали заниматься давно, начиная от работ Аристотеля [1], который связал двигательную активность с возрастными и психологическими факторами. Долгое время изучение движения человека было лишь на качественном уровне и только работы российского ученого Н.А. Бернштейна [2] позволили перейти к количественным характеристикам. Именно этот ученый первым стал активно использовать изображения для оценки параметров движения человека.

Существующие в настоящее время технические условия получения изображений при помощи математических подходов технического зрения позволяют определить и исследовать изменения движений человека, различных по скорости и направлению. Целью данной работы является разработка программно алгоритмического решения, позволяющего из обработки полученной последовательности изображений движения человека получить параметры, которые ее характеризуют. Данная работа является логическим продолжением цикла работ [3, 4] по определению параметров походки человека и отличается расширением возможностей методики за счет применения скелетной модели.

Обзор методик изучения походки

Ходьба человека – это двигательный процесс, связанный с высокоскоростной и удивительно точной координацией большого количества скелетных мышц туловища и конечностей. Процесс ходьбы

состоит из циклической опоры на правую и левую ногу. Отмечается высокая повторяемость всех этапов движения при различных скоростных режимах.

На рис. 1 представлены отдельные элементы походки.

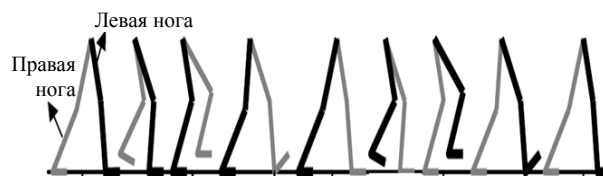


Рис. 1. Элементы походки человека

Существующие методики оценки параметров походки связаны с измерением разнообразных данных различных датчиков. Существует достаточно много приборно-алгоритмических подходов, которые реализованы в комплексах: БИОМЕХАНИКА [<http://www.mbn.ru/ru/mbn-biomechanika>], ЛОКОМАТ [<http://www.niito.ru/locomat.php>], телевизионная система CLIMA [<http://www.stt-systems.com>], оптоэлектрический комплекс SELSPOT [5], специализированная фотокамера VICON [<http://3dgaitanalysis.com>], комплекс различного оборудования, в том числе и фотокамеры ARIEL [<http://www.arielnet.com>] и др. Несмотря на разнообразие исследуемых параметров походки и качество измерений, эти комплексы имеют недостатки: 1) комплексы относятся более к категории лабораторных и малораспространенных; 2) используемая приборная база является сложной и дорогостоящей; 3) обслуживание комплексов требует содержание значительного количества разного класса, специально обученного технического персонала; 4) комплекс должен располагаться в специально подготовленных для проведения экспериментов помещениях; 5) на теле человека должны располагаться специальные пассивные или активные датчики (проводные или беспроводные), что стесняет движение и делает его пространственно ограниченным. Указанные недостатки не снижают важности получаемых на них результатов, однако показывают на ограничение в их широком использовании среди медицинских клиник и поликлиник.

Применение новых приборных, алгоритмических и программных подходов дает новые варианты решения данной задачи и новые диагностические возможности при определении параметров походки человека [6]. Необходимо, с одной стороны, простой и дешевый, а с другой стороны, информативный метод изучения походки человека, позволяющий получить объективную оценку состояния двигательной активности человека при решении задач медицины, спорта и контроля. На наш взгляд, использование методик обработки изображений позволяет с хорошей точностью выделять фигуру человека и на ее основе строить скелетную модель. Параметры перемещения отдельных элементов скелетной модели позволяют построить модель движения и однозначно связать ее с конкретным человеком.

Постановка задачи

Для изучения походки нами разработан программно-аппаратный комплекс, позволяющий на основе обработки последовательности изображений получить временные изменения параметров скелетной модели [4] (рис. 2). В качестве входных данных имеем видеозапись движения человека в рамках поля зрения стационарно расположенной видеокамеры. При удалении траектории движения от камеры на три метра в поле зрения камеры попадает три-четыре полных шага (правой и левой ногой) человека. При среднем времени шага 0,7 с, общее время получается около 4 с, что соответствует 100–120 кадрам. Извлекая из этой последовательности отдельные кадры и обрабатывая их с помощью нашей программы, появляется возможность получить важные характеристики движения (скорость, углы *a*, *b*, *c* (см. рис. 2), длина шага и т.д.).

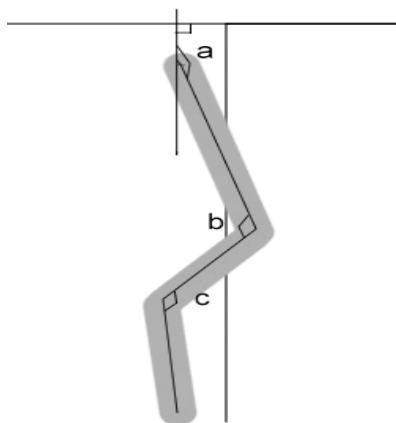


Рис. 2. Параметры скелетной модели

На рис. 2 приведена упрощенная скелетная модель, содержащая тело – верхний, бедро – средний и голень – нижний отрезок. Движения левой и правой ноги легко могут быть описаны с помощью предлагаемой модели. Восстанавливаемые из обработки характеристики важны при наблюдении динамики восстановления двигательных функций у людей, перенесших тяжелые болезни, или у спортсменов для получения наилучших результатов и др. Знание

этих характеристик позволяет подойти к решению задачи построения математической модели движения человека [7–9], в основе которой лежит изменение углов скелетной модели человека от кадра к кадру. Такая постановка задачи является решаемой, однако весьма сложной и трудоемкой (предполагается для решения нами в последующих работах).

Полученные результаты

При ходьбе человек меняет положение корпуса и ног, фактически решая задачу устойчивости при наклоне вперед. При движении реализуются многочисленные фазы движения, на каждом шаге, совершаемом правой и левой ногой, различают период опоры и период маха, наклон корпуса, наклон голени вперед, перекал стопы через пятку, движение бедра и др. Временные кривые изменения углов скелетной модели при реализации различных фаз позволяют оценить динамическую характеристику ходьбы. Эти элементы являются для каждого человека уникальными и отличают его от других. Наиболее характерной особенностью всех видов ходьбы является постоянное опорное положение одной ноги (период одиночной опоры) или двух ног (период двойной опоры). Центр тяжести тела (ЦТТ) человека при ходьбе наряду с поступательным движением вперед совершает также движения в стороны относительно направления перемещения и в вертикальном направлении. Кривая перемещения ЦТТ является синусоподобной функцией с амплитудой от 4 до 6 см. В зависимости от фазы движения части скелетной модели меняют свое положение и соответственно углы мы можем фиксировать (рис. 3).

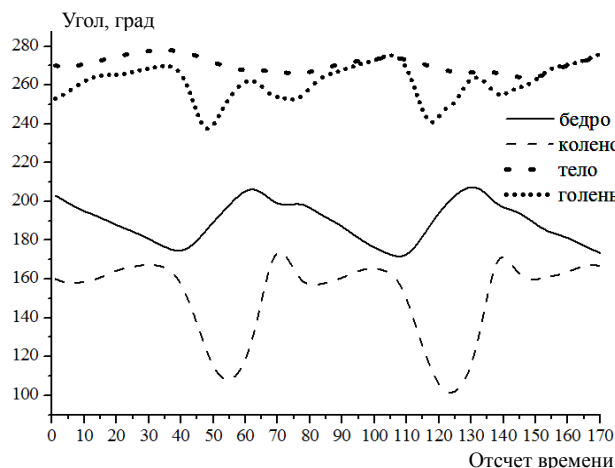


Рис. 3. Изменение углов скелетной модели в различные отсчеты времени при движении человека

На рис. 3 приведены изменения углов, показанных на рис. 2: *a* – тело, *b* – бедро и *c* – голень, для одного полного шага (движение правой и левой ногой). Изменение углов при полном шаге отчетливо видно по изменению величин углов. Скелетная модель, представленная на рис. 2, позволяет вычислять изменения и других точек фигуры человека, например колена (рассчитываются по углам *b* и *c*). Изучение временного поведения изменения величины уг-

лов является предметом многих приложений практики (медицины, спорта и др.).

Практическое использование результатов измерений изменений углов скелетной модели связано с изучением их взаимного поведения, так как движения бедра и голени взаимосвязаны. Взаимосвязь углов скелетной модели приведена на рис. 4 (а, б, в).

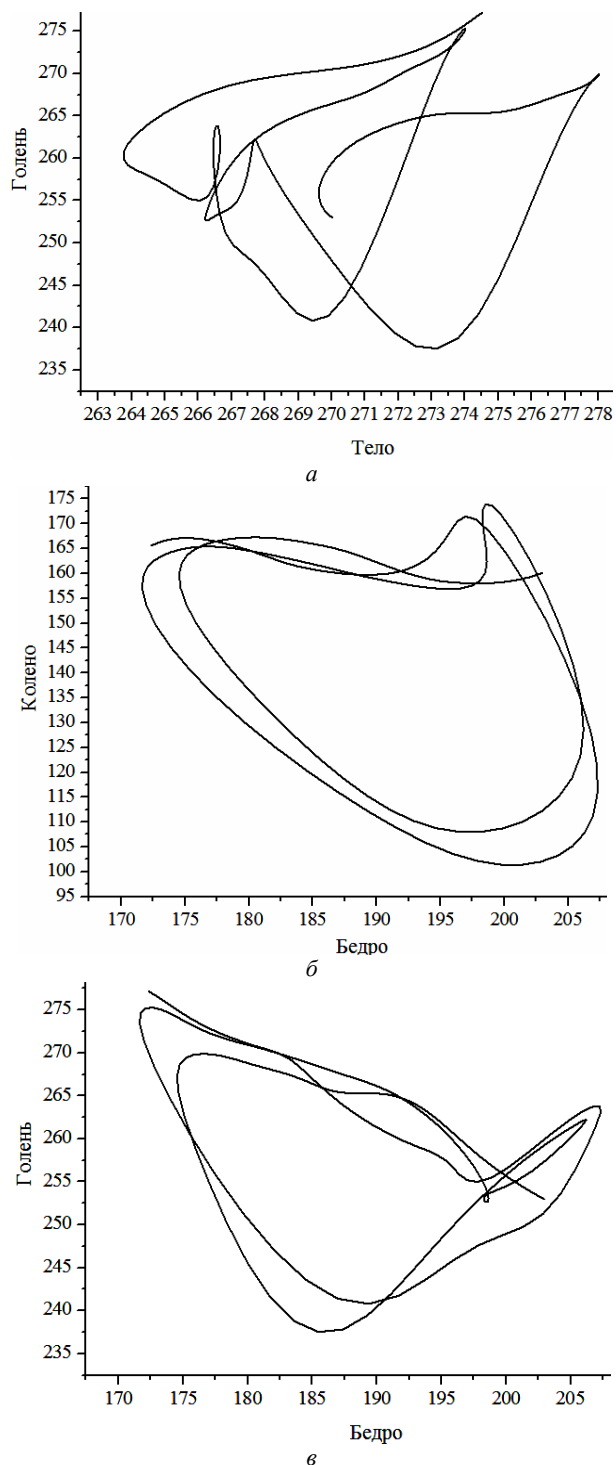


Рис. 4. Взаимосвязь углов скелетной модели в процессе движения человека

На рис. 4, а показана взаимосвязь углов движения тела и голени, на б – бедра и колена, а на в – бедра и колена. Анализируя представленные зависимости, можно отметить явную повторяемость отдельных актов движения для каждой ноги. Эти зависимости, представленные в форме, показанной на рис. 4, могут быть шаблонами двигательной активности человека в процессе ходьбы по сравнению с графической формой, показанной на рис. 3. Зависимости, показанные на рис. 4, уже не зависят от факторов, связанных с расстоянием человека от камеры, а показывают влияние скорости ходьбы, особенностей конечностей и тела. К особенностям можно отнести заболевания, переломы, перенос тяжестей и др. Изучение этих аспектов в математическом плане их описания будет проведено в следующих работах.

Заключение

В работе приведено описание подхода к оценке изменений углов скелетной модели, при движении человека. Скелетная модель получается на этапе обработки последовательности изображений движения человека. Представлены форма скелетной модели и изменения углов во времени, на основе которых строятся взаимозависимые кривые, которые могут выступать в виде шаблонов. Показаны область применения этих шаблонов и направления их использования.

Литература

1. Белецкий В.В. Двухногая ходьба: модельные задачи динамики и управления. – М.: Наука, 1984. – 288 с.
2. Бернштейн Н.А. Избранные труды по биомеханике и кибернетике. – М.: СпортАкадемПресс, 2001. – 296 с.
3. Катаев М.Ю. Численный метод и алгоритм определения центра тяжести движущегося человека из анализа потока изображений / М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т. 2 (24), ч. 3. – С. 201–205.
4. Катаев М.Ю. Построение скелетной модели фигуры человека по потоку изображений / М.Ю. Катаев, А.П. Коробко // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т. 2 (24), ч. 3. – С. 201–205.
5. Woltring H.J. Optoelectric (Selspot) gait measurement in two- and three-dimensional space / H.J. Woltring, E.B. Marsolais // Bull. Prosth. Res. – 1980. – № 17. – P. 46–52.
6. Определение и анализ двигательной активности постинсультного пациента из потока изображений / М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев, Н.Г. Катаева, В.А. Чистякова // Информатика и системы управления. Медицинская информатика. – 2012. – № 4(34). – С. 43–50
7. Дубровский В.И. Биомеханика / В.И. Дубровский, В.Н. Федорова. – М.: Владос-Пресс, 2003. – 672 с.
8. Зацiorский В.М. Биомеханика ходьбы / В.М. Зацiorский, М.А. Каймин. – М.: ГЦОЛИФК, 1978. – 65 с.
9. Чигарев А.В. Биомеханика / А.В. Чигарев, Г.И. Михасев, А.В. Борисов. – Минск: Изд-во Гревцова, 2010. – 284 с.

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-27-85, (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Коробко Андрей Петрович

Сотрудник ООО «СТС», г. Томск
Тел.: 8-903-915-51-72
Эл. почта: Andrew.p.korobko@gmail.com

Котельникова Наталья Александровна

Магистрант каф. АСУ
Тел.: (382-2) 70-15-36
Эл. почта: natashaka91@gmail.com

Kataev M.Yu., Korobko A.P., Kotelnikova N.A.

Estimation of the gait angle parameters from human skeletal model derived from image processing

The article describes skeletal model of a human figure obtained on the basis of image processing. In the process of human movement, the corners of the skeletal elements of the model are changing according to harmonic laws. For each person these laws are typical in form, but differ due to the differences in shape, weight and height. The obtained results make evident the changes of the angles of a skeletal model. Those angle changes could be used for various practical applications.

Keywords: walk, image processing, skeletal model, angular characteristics of movement.

УДК 004.85

И.А. Ходашинский, К.С. Сарин

Методика построения компактных и точных нечетких систем типа Такаги–Сугено

Рассматриваются этапы построения нечетких систем типа Такаги–Сугено: формирование исходных данных, генерация структуры нечеткой системы, оптимизация параметров антецедентов и консеквентов нечетких правил. Компромисс между компактностью и точностью модели достигается использованием трех статистических информационных критериев: Akaike, Bayesian, Hannan-Quinn Information Criterion. Приведены результаты экспериментов по аппроксимации реальных данных.

Ключевые слова: нечеткие системы, динамическое разбиение, кусочно-линейная инициализация, алгоритм «кукушкин поиск», рекуррентный метод наименьших квадратов, статистические информационные критерии.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-50-56

Нечеткое моделирование является одним из перспективных методов оценки отношения «вход-выход» в сложных нелинейных системах. Выполняется такое моделирование, как правило, с помощью нечетких систем типа Такаги–Сугено [1]. Нечеткая система представляет реальный объект или процесс в форме, легко понимаемой и интерпретируемой непрофессиональным математиком. В системе нечеткого моделирования собственно знания или модель изучаемого объекта (процесса) отделены от средств манипулирования этими знаниями, что позволяет исследователям ускорить процесс разработки модели, сосредоточившись на вопросе «что делать» вместо вопроса «как делать» [2].

Построение нечетких систем включает четыре основных этапа: 1) формирование исходных данных – задание типа нечеткой системы и сопутствующих этому типу параметров; 2) формирование структуры (грубая настройка); 3) поиск оптимальных значений параметров консеквентов (ТО-частей правил) и параметров функций принадлежности (ФП) антецедентов (ЕСЛИ-части) на основе заданных критериев качества и метода оптимизации выбранного критерия (тонкая настройка); так как антецеденты и консеквенты в системе взаимосвязаны, этот этап является итеративным; 4) проверка правильности построенной системы [3].

Подавляющее большинство методов формирования структуры основано на методах нечеткого кластерного анализа, среди которых наиболее часто применяемыми являются метод нечетких c -средних, алгоритмы Gustafson-Kessel и Gath-Geva, метод нечеткой c -регрессии (FCRM) [4], алгоритм субтрактивной кластеризации [5], а также комбинации указанных методов [6]. Среди перечисленных выше методов FCRM, формирующий форму кластера в виде гиперплоскости, наиболее предпочтителен для решения задач построения нечетких систем типа Такаги–Сугено. Однако реализация алгоритма FCRM для нечеткого моделирования сталкивается со следующими проблемами: 1) длительное время выполнения; 2) неустойчивость к шумам; 3) высокая чувствительность к данным инициализации [7, 8].

Так как оптимизация параметров антецедентов нечетких правил относится к классу NP-трудных задач, выполняется она с использованием различных метаэвристик и их гибридизации [9]. Для оптимизации параметров консеквентов используются различные модификации метода наименьших квадратов.

Проверить правильность построенной системы и избежать переобучения можно, используя процедуру кроссвалидации [10].

В последнее время нечеткие методы моделирования сконцентрированы на проблемах улучшения интерпретируемости нечетких систем без потери точности [11–13]. Лучшая интерпретируемость достигается на компактных базах правил. Однако невозможно построение системы одновременно с высокой степенью точности и компактности, так как эти свойства являются противоречивыми; на практике одно из них преобладает над другим.

При построении компактных и точных нечетких систем задача выбора чаще всего решается либо как двухкритериальная, либо сведением указанных двух критериев к единому критерию. В первом случае различные компромиссы между критериями представлены в виде Парето-оптимального множества сгенерированных нечетких систем [13–19]. Во втором случае из двух критериев либо конструируются один критерий, учитывающий веса каждого [10, 20, 21], либо используются статистические информационные критерии, информационный характер которых связан с концепцией информации Кульбака–Лейблера и которые алгебраически выражаются через сумму меры ошибки аппроксимации и штрафа за количество параметров системы [22–24]. Лучшей считается система с минимальным значением критерия.

Целью настоящей работы является описание оригинальной методики проектирования нечетких систем типа Такаги–Сугено, содержащих оптимальное количество правил и обладающих приемлемой точностью аппроксимации.

Нечеткая система типа Такаги–Сугено

Система типа Такаги–Сугено задается правилами следующего вида [1]:

ЕСЛИ $x_1=A_{1i}$ И ... И $x_n=A_{ni}$ ТО $y = d_{0i} + d_{1i}x_1 + \dots + d_{ni}x_n$.

Выход системы определяет следующее отображение [1]:

$$f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}) = \frac{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^n \mu_{A_{ji}}(x_j) \cdot (d_{0i} + d_{1i}x_1 + \dots + d_{ni}x_n)}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^n \mu_{A_{ji}}(x_j)},$$

где \mathbf{x} – входной вектор; R – число правил; n – количество входных переменных; $\mu_{A_{ji}}$ – ФП j -й входной переменной; $\boldsymbol{\theta}$ – вектор параметров ФП; \mathbf{D} – вектор параметров линейных функций консеквентов правил $\mathbf{D} = [d_{01}, \dots, d_{0R}, d_{11}, \dots, d_{1R}, \dots, d_{n1}, \dots, d_{nR}]^T$.

В таблице наблюдений $T = \{(\mathbf{x}_p, y_p), p = 1, \dots, m\}$ критерий качества аппроксимации может быть выражен среднеквадратической функцией ошибки [1]:

$$\text{MSE}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}) = \frac{\sum_{p=1}^m (y_p - f(\mathbf{x}_p; \boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}))^2}{m}.$$

Цель построения системы – подбор структуры и параметров, при которых при минимальном количестве правил ошибка $\text{MSE}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{D})$ сведена к минимуму.

Ниже приведено описание этапов построения нечеткой системы типа Такаги–Сугено.

Формирование исходных данных

Построение нечеткой системы базируется на данных наблюдений, однако в настоящее время не представляется возможным исключить в этом процессе участие специалиста, который решает следующие задачи: 1) задает таблицу наблюдений; 2) указывает входные переменные; 3) определяет тип функций принадлежности.

Формирование структуры

Для формирования структуры системы предлагается использовать два алгоритма: алгоритм динамического разбиения входного пространства (ДРВП), работающий с функциями принадлежности треугольного типа, и алгоритм кусочно-линейной инициализации (КЛИ), использующий гауссовы функции принадлежности.

Алгоритм ДРВП начинает работу с разбиения входного пространства каждой переменной на один или два нечетких термина таким образом, чтобы ошибка аппроксимации MSE сформированной нечеткой системы не превышала заданного порога ε . Если указанное условие не выполняется, то каждое входное пространство разбивается на два термина. Множество нечетких термов (функций принадлежности), на которые разбита i -я переменная ($i = 1, \dots, n$), обозначим Λ_i . База правил задается сочетаниями термов из $\{\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_n\}$. Консеквенты определяются рекуррентным методом наименьших квадратов. Далее выполняется итерационный процесс, на каждом шаге которого добавляется новая ФП в одно из множеств $\Lambda_1, \dots, \Lambda_n$ и находятся параметры $\boldsymbol{\theta}$ и \mathbf{D} . Процесс продолжается, пока ошибка аппроксимации MSE больше заданного порога ε [25].

Кусочно-линейная инициализация относится к алгоритмам кластеризации и отличается от описанного выше тем, что здесь не проводится разбиение

входного пространства на нечеткие термы. Вместо этого данные таблицы наблюдений разделяются на группы-кластеры, каждая такая группа будет ассоциироваться с нечетким правилом. Кластеры формируются следующим образом. Задается отклонение e . Находится самая удаленная точка от начала координат (на входных наблюдаемых данных). Относительно этой точки ведется построение кластера: в группу итерационно добавляются ближайшие к этой точке данные до тех пор, пока среднеквадратичная ошибка между выходными данными, входящими в кластер, и линейной регрессией, найденной с помощью данных в кластере рекуррентным методом наименьших квадратов, меньше e . На основе полученного кластера строится нечеткое правило.

Параметры s – среднее и σ – отклонение гауссовых ФП определяются следующим образом [25]:

$$s = \frac{\sum_{k=1}^l x_k}{l}, \quad \sigma = \sqrt{\frac{2}{l} \cdot \sum_{k=1}^l (x_k - s)^2},$$

суммирование ведется по данным, входящим в отдельный кластер; l – количество данных в кластере. Консеквенты правил соответствуют уравнениям линейной регрессии, найденной методом наименьших квадратов на входящих в кластер данных. Построение кластеров и правил продолжается до тех пор, пока не будут просмотрены все наблюдаемые данные [25].

Оптимизация параметров

Для поиска оптимальных параметров антецедентов используется градиентный метод и метаэвристический алгоритм «кукушкин поиск» [26].

Идея градиентного метода основана на том, что последующее решение получается из предыдущего движением в направлении, противоположном направлению градиента целевой функции. При оценивании параметров нечетких систем целевой функцией является среднеквадратичная ошибка, а вектор параметров определен на множестве параметров функций принадлежности. Основное достоинство метода – относительно быстрая сходимость, основной недостаток – способность застревать в локальных оптимумах.

Метаэвристический алгоритм «кукушкин поиск» построен на основе имитации способа размножения кукушки, когда она находит недавно построенные гнезда и подкладывает в них свои яйца (заменяет своими), которые в итоге могут быть выкинуты хозяином гнезда [26]. В основе алгоритма лежат три следующих правила: 1) кукушка откладывает по одному яйцу в случайно выбранное гнездо, которое представляет собой решение; 2) часть лучших решений будет перенесена в следующее поколение; 3) количество гнезд фиксировано и есть вероятность того, что хозяин может обнаружить чужое яйцо; в этом случае хозяин может выбросить яйцо из гнезда или вовсе отказаться от гнезда и построить новое на новом месте.

Пошаговая реализация алгоритма представлена ниже.

Шаг 1. Инициализация исходной популяции.

Задается S – размер популяции $\Theta = (\theta^s, s \in [1, S])$, «начальное положение кукушки» выбирается значением θ после построения структуры или после предыдущих этапов оптимизации параметров, являющееся текущим решением θ^{curr} . Задается p – вероятность, с которой гнездо может быть «покинуто» хозяином, т.е. вероятность удаления векторов из множества Θ . Задается количество итераций N в качестве критерия остановки и m – число «худших» решений. Количество генерируемых векторов l полагаем равным S .

Шаг 2. Случайным образом генерируется l векторов решений θ .

Шаг 3. Генерация нового решения на основе полетов Леви.

Выполняется «случайное перемещение кукушки», которое выражено изменением θ^{curr} по закону Леви $\theta^{\text{curr}} = \theta^{\text{curr}} + \text{Levi}$, где Levi – случайный прыжок полета Леви, вычисляемый по правилу $\text{Levi} = \gamma \cdot u / |v|^{1/\beta}$, где γ – коэффициент прыжка полета Леви; параметр β принимает значения из интервала $[1, 2]$; u, v – нормально распределенные величины $v \sim N(0; \sigma_v^2)$, $u \sim N(0; \sigma_u^2)$,

$$\sigma_v^2 = 1, \quad \sigma_u^2 = \left\{ \frac{\Gamma(1+\beta)\sin(\pi\beta/2)}{\Gamma[(1+\beta)/2] \cdot 2^{(\beta-1)/2}} \right\}^{1/\beta} \quad [26],$$

$\Gamma(x)$ – гамма-функция.

Случайным образом выбирается другое решение θ^s из популяции Θ .

Шаг 4. Оценка качества решения.

Если $\text{MSE}(\theta^{\text{curr}}) > \text{MSE}(\theta^s)$, то $\theta^{\text{curr}} = \theta^s$, иначе $\theta^s = \theta^{\text{curr}}$.

Шаг 5. Удаление плохих решений.

Если не выполнено заданное количество итераций N , то выбирается заранее заданное количество m «худших» решений; для каждого из них генерируется случайное число h в диапазоне $[0, 1]$, и если значение h для решения оказывается больше значения заданной вероятности p , гнездо-решение удаляется; вместо удаленного решения формируется новое; l полагается равным количеству уничтоженных векторов-решений, переход на шаг 2.

Иначе выбирается лучшее решение с минимальным значением $\text{MSE}(\theta)$ и выход из алгоритма.

Градиентный метод рано или поздно застревает в локальном минимуме, т.е. при текущей итерации не может улучшить решение, полученное ранее. Решением этой проблемы может быть применение метаэвристического алгоритма «кукушкин поиск», который в силу своего стохастического характера слабо неустойчив для локальных оптимумов. Целесообразно начинать работу гибридного алгоритма с алгоритма «кукушкин поиск», поскольку заранее неизвестно, насколько удачны начальные параметры нечеткой системы.

Статистические информационные критерии

Компактность нечеткой системы определяется количеством самих нечетких правил и количеством antecedentных и консеквентных параметров в пра-

вилах. В нашей работе компактность определяется как сумма количества правил и количества нечетких термов.

Как правило, ошибка MSE на обучающих данных уменьшается по мере усложнения модели, т.е. увеличения числа правил и нечетких термов. Для соблюдения компромисса между компактностью и точностью модели можно использовать три статистических информационных критерия: критерий AIC (Akaike Information Criterion) и BIC (Bayesian Information Criterion), HQC (Hannan-Quinn Information Criterion) [24]. Алгебраически критерии выражаются через сумму меры ошибки модели и штрафа за число параметров модели. Информационный характер критериев связан с концепцией информации Кульбака–Лейблера. Различия между критериями заключаются в определении штрафа (второе слагаемое). С учетом специфики нечеткого моделирования k -я сгенерированная система будет иметь следующие оценки [22]:

$$\text{AIC}(k) = \ln \text{MSE}(\theta, \mathbf{D}) + \frac{2}{m}(m_a + 1 + cR),$$

$$\text{BIC}(k) = \ln \text{MSE}(\theta, \mathbf{D}) + \frac{\ln m}{m}(m_a + 1 + cR),$$

$$\text{HQC}(k) = \ln \text{MSE}(\theta, \mathbf{D}) + \frac{2 \ln(\ln m)}{m}(m_a + 1 + cR),$$

где m – количество наблюдений; m_a – общее число параметров правил; R – число правил; c – эмпирический коэффициент; учитывающий относительную стоимость каждого правила [24].

Согласно приведенным выше критериям из множества сгенерированных систем выбирается та, у которой значение оценки критерия минимально. Таким образом, достигается компромисс между компактностью и точностью системы.

Пошаговое описание выполнения методики

Входными данными для построения нечеткой системы являются данные, сформированные специалистом, выход – компактная и точная система. Ниже приведено пошаговое описание предлагаемой методики.

НАЧАЛО

Шаг 1. Выполнить формирование исходных данных.

Шаг 2. Задать максимальное количество правил R_m .

Шаг 3. ЕСЛИ функция принадлежности гауссового типа,

ТО сгенерировать множество структур алгоритмом КЛИ, содержащим правил не больше R_m , перейти на шаг 4;

ИНАЧЕ ЕСЛИ функция принадлежности треугольного типа,

ТО сгенерировать множество структур алгоритмом ДРВП, содержащим правил не больше R_m , перейти на шаг 4;

ИНАЧЕ ВЫХОД.

Шаг 4. Оценить каждую полученную структуру статистическими информационными критериями AIC, BIC, HQC. Сформировать множество S , состоящее из структур с минимальным значением лю-

бого критерия среди структур с одинаковым количеством нечетких правил.

Шаг 5. Извлечь структуру из S ; $j:=0$; $MSEtr a_0:=\infty$.

Шаг 6. $j:=j+1$;

Шаг 7. Оптимизировать параметры антецедентов θ алгоритмом «кукушкин поиск».

Шаг 8. Оптимизировать параметры антецедентов θ алгоритмом градиентного спуска.

Шаг 9. Оптимизировать параметры консеквентов D рекуррентным алгоритмом наименьших квадратов.

Шаг 10. ЕСЛИ $MSEtra_{j-1} > MSEtra_j$, ТО перейти на шаг 6.

Шаг 11. ЕСЛИ S не пусто, ТО перейти на шаг 5.

Шаг 12. Оценить каждую нечеткую систему статистическими информационными критериями.

Шаг 13. ЕСЛИ система после оптимизации параметров показала результаты лучше по двум или более критериям, ТО выбрать оптимизированные системы и перейти на шаг 14.

Шаг 14. Выбрать нечеткую систему путем ранжирования по сумме критериев.

КОНЕЦ

Здесь $MSEtra$ обозначает среднеквадратичную ошибку вывода нечеткой системы на обучающей части таблицы наблюдений. Следует заметить, что все оценки критериев на шагах 4 и 12 проводились на тестовой части таблицы наблюдений, т.е. на данных, которые не входили в этапы формирования структур (шаг 3) и оптимизации параметров (шаги 7–10).

Эксперимент

Исследование методики проводилось при решении задач аппроксимации по схеме кросс-валидации на трех наборах данных из репозитория KEEL (<http://www.keel.es>): ELE-1 (2; 495), Quake (3; 2178), Friedman (5; 1200), здесь в скобках указаны количество входных переменных и общее количество образцов в таблице наблюдений, соответственно.

На этапе структурной идентификации генерируется множество структур алгоритмом кусочно-линейной инициализации. Параметр алгоритма «отклонение» меняется от среднеквадратичной ошибки аппроксимирующей линии регрессии до значения, которому соответствует количество правил в нечеткой системе, равное шести, с интервалом в 1% от ошибки линии регрессии. Лучшие структуры, отобранные по статистическим информационным критериям, приведены в табл. 1, которая представляет собой множество S на шаге 4 методики. Здесь Data – наименование набора данных, N – количество сгенерированных структур, R – количество нечетких правил, $MSEtra$ – среднеквадратичная ошибка вывода нечеткой системы на обучающей части таблицы наблюдений, $MSEtst$ – среднеквадратичная ошибка на тестовой части таблицы наблюдений, AIC, BIC и HQC – значения статистических информационных критериев.

На рис. 1 показаны значения критериев и количества правил для нечетких систем, сгенерированных для набора данных Friedman после выполнения шага 3 методики.

Таблица 1

Результаты этапа генерации структур

Data	N	R	$MSEtra$	$MSEtst$	AIC	BIC	HQC
ELE-1	26	1	389540	476950	13,105	13,256	13,129
		2	497905	457351	13,089	13,366	13,133
		3	489137	442391	13,081	13,483	13,144
		4	433578	404435	13,016	13,545	13,100
		5	353234	413880	13,065	13,719	13,168
		6	355111	404474	13,067	13,847	13,190
Quake	16	1	0,03508	0,03798	-3,262	-3,202	-3,252
		2	0,03507	0,03785	-3,257	-3,146	-3,239
		3	0,03510	0,03790	-3,248	-3,084	-3,222
		4	0,03504	0,03914	-3,207	-2,992	-3,174
		6	0,03510	0,03952	-3,182	-2,863	-3,132
		5	7,262	7,127	1,989	2,136	2,012
Friedman	30	2	6,677	6,410	1,906	2,187	1,950
		3	6,489	6,440	1,933	2,349	1,999
		4	5,912	5,900	1,869	2,419	1,956
		5	4,927	4,721	1,669	2,353	1,777

На этапе оптимизации параметров производился поиск оптимальных параметров для каждой структуры из табл. 1. Значения статистических информационных критериев и среднеквадратичные ошибки полученных систем после настройки параметров приведены в табл. 2 (результат работы шага 12 методики).

По результатам работы двух этапов (см. табл. 1 и 2) сформирован набор нечетких систем с минимальными значениями критериев, и далее путем ранжирования по сумме критериев была выбрана лучшая нечеткая система. Полученные результаты

приведены в табл. 3, здесь поле Σ соответствует сумме рангов трех информационных критериев.

Из табл. 3 видно, что нечеткая система с четырьмя правилами имеет наименьшее значение суммы рангов, равное для набора данных ELE1. Для набора данных Quake наилучшее значение суммы рангов имеет нечеткая система с одним правилом, а для набора данных Friedman – система с тремя правилами. Таким образом, выбранные нечеткие системы будут рекомендованы для аппроксимации указанных наборов данных.

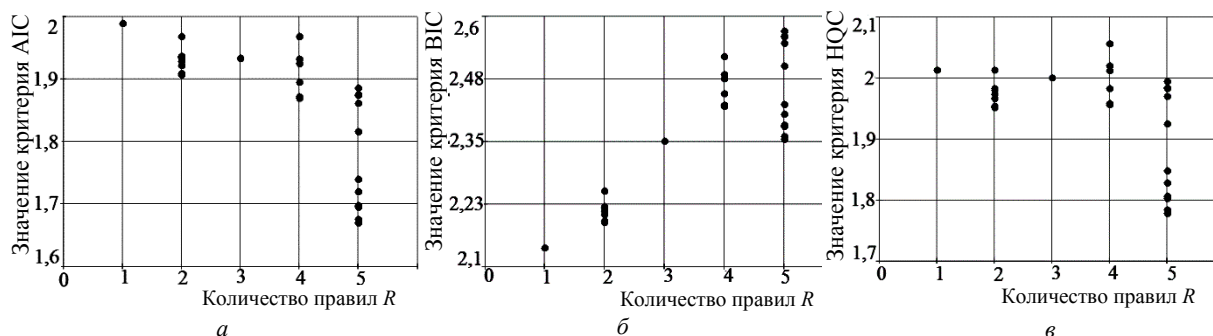


Рис. 1. Значение статистических информационных критериев нечетких систем после этапа формирования структуры для набора данных Friedman. Значения критериев: AIC – *a*; BIC – *б*; HQC – *в*

Таблица 2

Результаты этапа оптимизации параметров

Data	<i>R</i>	MSEtra	MSEst	AIC	BIC	HQC
ELE-1	1	389535	478138	13,239	13,82	13,324
	2	364092	498897	13,423	14,513	13,582
	3	356150	522588	13,611	15,209	13,844
	4	350950	460548	13,626	15,732	13,934
	5	276579	1635828	15,035	17,65	15,417
	6	264097	788690683	21,355	24,478	21,811
Quake	1	0,03508	0,03798	-3,225	-2,992	-3,188
	2	0,03477	0,03803	-3,141	-2,489	-3,038
	3	0,03474	0,03689	-3,213	-2,77	-3,142
	4	0,03455	0,03874	-3,081	-2,219	-2,945
	6	0,03413	0,04148	-2,930	-1,649	-2,727
Friedman	1	7,262	7,127	2,081	2,603	2,162
	2	4,663	4,467	1,722	2,730	1,879
	3	2,513	2,270	1,153	2,646	1,387
	4	2,444	2,401	1,318	3,297	1,627
	5	1,781	2,134	1,308	3,773	1,694

Таблица 3

Выбор лучшей нечеткой системы по сумме рангов

Data	<i>R</i>	MSEtra	MSEst	AIC		BIC		HQC		Σ
				Значение	Ранг	Значение	Ранг	Значение	Ранг	
ELE-1	1	389540	476950	13,105	6	13,256	1	13,129	2	9
	2	497905	457351	13,089	5	13,366	2	13,133	3	10
	3	489137	442391	13,081	4	13,483	3	13,144	4	11
	4	433578	404435	13,016	1	13,545	4	13,1	1	6
	5	353234	413880	13,065	2	13,719	5	13,168	5	12
	6	355111	404474	13,067	3	13,847	6	13,19	6	15
Quake	1	0,03508	0,03798	-3,225	1	-2,992	1	-3,188	1	3
	2	0,03477	0,03803	-3,141	3	-2,489	3	-3,038	3	9
	3	0,03474	0,03689	-3,213	2	-2,77	2	-3,142	2	6
	4	0,03455	0,03874	-3,081	4	-2,219	4	-2,945	4	12
	6	0,03413	0,04148	-2,93	5	-1,649	5	-2,727	5	15
Friedman	1	7,262	7,127	1,989	5	2,136	1	2,012	5	11
	2	4,663	4,467	1,722	4	2,730	3	1,879	4	11
	3	2,513	2,270	1,153	1	2,646	2	1,387	1	4
	4	2,444	2,401	1,318	3	3,297	4	1,627	2	9
	5	1,781	2,134	1,308	2	3,773	5	1,694	3	10

Результаты проведенных экспериментов были сопоставлены с результатами работы четырех методов построения нечетких систем типа Такаги-Сугено [27] и приведены в табл. 4. Краткое описание указанных методов приведено ниже.

ANFIS-SUB – адаптивная нейро-нечеткая система, использующая субтрактивную кластеризацию.

TSK-IRL – метод, использующий индуктивный алгоритм для структурной идентификации нечеткой модели, параметрическая идентификация выполнялась при помощи эволюционного метода.

LEL-TSK – метод, основанный на комбинации индуктивного алгоритма для структурной идентификации и эволюционной стратегии для параметрической идентификации.

METSK-HD^c – масштабируемый двухэтапный метод нечеткого моделирования; структурная идентификация выполняется при помощи генетического алгоритма, для параметрической идентификации используется комбинация генетического алгоритма и фильтра Калмана [27].

Из табл. 4 видно, что при сопоставимой точности (поле MSE_{ts}) количество нечетких правил (поле R) в системах, построенных по предлагаемой методике, существенно меньше, что соответствует цели работы – построение компактных и точных нечетких систем.

Таблица 4

Сравнение результатов работы

Data	ANFIS-SUB		TSK-IRL		LEL-TSK		METSK-HD ^c		Наша методика	
	R	MSE _{ts}	R	MSE _{ts}	R	MSE _{ts}	R	MSE _{ts}	R	MSE _{ts}
ELE-1	28	430000	19	414800	27	480400	11	404400	4	404435
Quake	40	0,31	102	0,046	127	0,0616	18	0,0362	1	0,03798
Friedman	54	6,316	3055	2,838	435	2,14	66	3,776	3	2,270

Заключение

В работе предложена методика построения нечетких систем типа Такаги–Сугено, включающая этапы формирования исходных данных, идентификацию структуры нечеткой системы, оптимизацию параметров antecedentes и консеквентов нечетких правил и выбор оптимальной системы по точности и сложности.

Работоспособность нечетких аппроксиматоров, построенных по разработанной методике, проверена на трех наборах данных из репозитория KEEL.

Последовательная и независимая схема идентификации нечетких систем себя исчерпала, выбрать какой-либо один эффективный алгоритм решения проблемы оптимизации не представляется возможным ввиду сложности и многоплановости самой проблемы, поэтому методика предполагает совместное использование алгоритмов и эвристик одновременно. Дальнейшее развитие предложенной методики заключается в распараллеливании отдельных этапов и процедур.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-07-00034а.

Литература

1. Takagi T. Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control / T. Takagi, M. Sugeno // IEEE Transaction Systems, Man and Cybernetics. – 1985. – Vol. 15, No. 1. – P. 116–132.
2. Tron E. Mathematical modeling of observed natural behavior: a fuzzy logic approach / E. Tron, M. Margaliot // Fuzzy Sets and Systems. – 2004. – Vol. 146. – P. 437–450.
3. Ходашинский И.А. Идентификация нечетких систем: методы и алгоритмы // Проблемы управления. – 2009. – № 4. – С. 15–23.
4. Abonyi J. Cluster Analysis for Data Mining and System Identification / J. Abonyi, B. Feil. – Birkhäuser, 2000. – 319 p.
5. Yager R. Generation of fuzzy rules by mountain method / R. Yager, D. Filev // Journal of Intelligent & Fuzzy Systems. – 1994. – Vol. 2. – P. 209–219.
6. Sadrabadi M.R. Identification of the linear parts of nonlinear systems for fuzzy modeling / M.R. Sadrabadi, M.H.F. Zarandi // Applied Soft Computing. – 2011. – Vol. 11. – P. 807–819.
7. T-S fuzzy model identification based on a novel fuzzy c-regression model clustering algorithm / C. Li, J. Zhou, Q. Li,

X. Xiang, X. An // Engineering Applications of Artificial Intelligence. – 2009. – Vol. 22. – P. 646–653.

8. Soltani M. A novel fuzzy c-regression model algorithm using a new error measure and particle swarm optimization / M. Soltani, A. Chaari, F. Ben Hmida // International Journal of Applied Mathematics and Computer Science. – 2012. – Vol. 22, No. 3. – P. 617–628.

9. Handbook of Metaheuristics / Editors M. Gendreau, J.-Y. Potvin. – Springer, 2010. – 669 p.

10. Ishibuchi H. Repeated double cross-validation for choosing a single solution in evolutionary multi-objective fuzzy classifier design / H. Ishibuchi, Y. Nojima // Knowledge-Based Systems. – 2013. – Vol. 54. – P. 22–31.

11. Nguyen C.H. A discussion on interpretability of linguistic rule based systems and its application to solve regression problems / C.H. Nguyen, V.T. Hoang, V.L. Nguyen // Knowledge-Based Systems. – 2015. – Vol. 88. – P. 107–133.

12. Gorzalczy M.B. A multi-objective genetic optimization for fast, fuzzy rule-based credit classification with balanced accuracy and interpretability / M.B. Gorzalczy, Rudzinski F. // Applied Soft Computing. – 2016. – Vol. 40. – P. 206–220.

13. Galende-Hernandez M. Complexity reduction and interpretability improvement for fuzzy rule systems based on simple interpretability measures and indices by bi-objective evolutionary rule selection / M. Galende-Hernandez, G.I. Sainz-Palmero, M.J. Fuente-Aparicio // Soft Computing. – 2012. – Vol. 16. – P. 451–470.

14. Pulkkinen P. A Dynamically Constrained Multiobjective Genetic Fuzzy System for Regression Problems / P. Pulkkinen, H. Koivisto // IEEE Transaction on Fuzzy Systems. – 2010. – Vol. 18, No. 1. – P. 161–177.

15. Alcalá R. A Fast and Scalable Multiobjective Genetic Fuzzy System for Linguistic Fuzzy Modeling in High-Dimensional Regression Problems / R. Alcalá, M.J. Gacto, F. Herrera // IEEE Transaction on Fuzzy Systems. – 2011. – Vol. 19, No 4. – P. 666–681.

16. Antonelli M. An efficient multi-objective evolutionary fuzzy system for regression problems / M. Antonelli, P. Ducange, F. Marcelloni // International Journal of Approximate Reasoning. – 2013. – Vol. 54, No 9. – P. 1434–1451.

17. Горбунов И.В. Методы построения трехкритериальных Парето-оптимальных нечетких классификаторов / И.В. Горбунов, И.А. Ходашинский // Искусственный интеллект и принятие решений. – 2015. – № 2. – С. 75–87.

18. Ходашинский И.А. Алгоритмы поиска компромисса между точностью и сложностью при построении нечетких аппроксиматоров / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов // Автометрия. – 2013. – Т. 49, № 6. – С. 51–61.

19. A Review of the Application of Multiobjective Evolutionary Fuzzy Systems: Current Status and Further Direc-

tions / M. Fazzolari, etc. // IEEE Trans. Fuzzy Systems. – 2013. – Vol. 21, No. 1. – P. 45–65.

20. Alcalá-Fdez J. Genetic learning of accurate and compact fuzzy rule based systems based on the 2-tuples linguistic representation / J. Alcalá-Fdez, J. Otero // International Journal of Approximate Reasoning. – 2007. – Vol. 44. – P. 45–64.

21. A new method for designing neuro-fuzzy systems for nonlinear modelling with interpretability aspects / K. Spalka, K. Lapa, A. Przybyl, M. Zalasinski // Neurocomputing. – 2014. – Vol. 135. – P. 203–217.

22. Yen J. Application of Statistical Information Criteria for Optimal Fuzzy Model Construction / J. Yen, L. Wang // IEEE Transaction on Fuzzy Systems. – 1998. – Vol. 6, No 3. – P. 362–372.

23. Zhou S.-M. Low-level interpretability and high-level interpretability: a unified view of data-driven interpretable fuzzy system modeling / S.-M. Zhou, J.Q. Gan // Fuzzy Sets and Systems. – 2008. – Vol. 159. – P. 3091–3131.

24. Ходашинский И.А. Построение компактных и точных нечетких моделей на основе статистических информационных критериев // Информатика и системы управления. – 2014. – № 1 (39). – С. 99–107.

25. Сарин К.С. Три алгоритма генерации структуры нечеткой системы типа Такаги–Сугено / К.С. Сарин, И.А. Ходашинский // Знания-Онтологии-Теории (ЗОНТ-2015): матер. Всерос. конф. с междунар. участием. Российской академия наук, Сибирское отделение; Институт математики им. С.Л. Соболева, 2015. – С. 124–132.

26. Yang X.-S. Engineering optimisation by cuckoo search / X.-S. Yang, S. Deb // Int. J. Mathematical Modelling and Numerical Optimisation. – 2010. – Vol. 1, No. 4. – P. 330–343.

27. METSK-HD^c: A multiobjective evolutionary algorithm to learn accurate TSK-fuzzy systems in high-dimensional and large-scale regression problems / M.J. Gacto, M. Galende, R. Alcalá, F. Herrera // Information Sciences. – 2014. – Vol. 276. – P. 63–79.

Ходашинский Илья Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 90-01-11

Эл. почта: hodashn@rambler.ru

Сарин Константин Сергеевич

Ассистент каф. КИБЭВС ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-29

Эл. почта: sks@security.tomsk.ru

Hodashinsky I.A., Sarin K.S.

Technique for designing accurate and compact Takagi–Sugeno fuzzy systems

The paper presents the new technique to design accurate and compact Takagi–Sugeno fuzzy systems. The technique includes the following steps: forming the initial data, the generation of fuzzy system structure, optimization of parameters consequent and antecedents of fuzzy rules. The compromise between compactness and accuracy of the model is achieved by using three statistical information criteria: Akaike, Bayesian, Hannan–Quinn Information Criterion. Results of experiments on the approximation of the actual data are delivered. Simulation experiments show validation of the proposed technique.

Keywords: Takagi–Sugeno fuzzy systems, dynamic partitioning, piecewise linear initialization, cuckoo search algorithm, recursive least squares method, statistical information criteria.

УДК 62-19+004.942

А.Т. Нгуен, А.А. Ефремов

Компьютерное моделирование показателей нечеткой надежности

Изложены принципы создания компьютерного приложения, позволяющего определять основные показатели надежности технических систем при неполной или неточной информации об их элементах. Приведены формулы, использующие математический аппарат нечетких чисел и предназначенные для расчета нечеткой вероятности безотказной работы, интенсивности отказов, средней наработки до отказа и гамма-процентной наработки. Представлен алгоритм вычисления нечетких показателей надежности по известной схеме резервирования системы с использованием информации о параметрах моделей надежности элементов, часть которой представлена в виде нечетких чисел.

Ключевые слова: нечеткая надежность, нечеткое число, компьютерное моделирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-57-62

С развитием и усложнением технических систем становятся все более актуальными вопросы оценки, анализа и повышения их надежности. Результат анализа надежности системы может быть неопределенным, что обусловлено нестационарными условиями работы самой системы, влиянием внешней среды и изменяющейся нагрузки на элементы системы. В таких случаях применяются методы анализа надежности в условиях неопределенности: робастные [1], интервальные [2] и байесовские [3]. Принимая во внимание неопределенность и неполноту сведений об условиях эксплуатации конкретных экземпляров изделий, представляется обоснованным использование моделей надежности с нечеткими параметрами [4].

В настоящей работе предлагается подход к созданию компьютерного приложения, позволяющего получать нечеткие оценки основных показателей надежности систем, исходя из следующих допущений:

- известна схема резервирования технической системы;
 - известны законы распределения времени до отказа (модели надежности) каждого из элементов системы;
 - некоторые (или все) параметры моделей надежности элементов представлены в виде нечетких чисел с разнообразными функциями принадлежности.
- В процессе создания компьютерного приложения решаются следующие задачи:
- описание схемы резервирования системы;
 - создание алгоритмов представления нечетких параметров распределений с разными видами функций принадлежности;
 - получение трехмерных графиков функциональных зависимостей нечетких показателей надежности с возможностью визуализации сечений указанных функций по координатным осям;
 - оценка нечеткой средней наработки на отказ системы в целом;
 - дефазификация полученных в результате работы приложения нечетких показателей надежности.

Основные показатели надежности

При анализе надежности основным показателем часто выбирается *вероятность безотказной рабо-*

ты (ВБР), определяемая как вероятность того, что в пределах заданной наработки отказ объекта (элемента или системы) не возникает [5]:

$$P(t) = \Pr\{T \geq t\}, t \geq 0; \quad (1)$$

где T – случайная наработка до отказа объекта, $P(t)$ – ВБР.

Такой выбор обусловлен, во-первых, тем, что ВБР является комплементарной к функции $F(t)$ распределения времени до отказа объекта:

$$P(t) = 1 - F(t),$$

что позволяет применять методы теории вероятностей при анализе надежности. Во-вторых, остальные показатели надежности определяются через ВБР [6]: *интенсивность отказов* объекта равна

$$\Lambda(t) = -\frac{P'(t)}{P(t)}, \quad (2)$$

а средняя наработка до отказа определяется как

$$T_{cp} = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (3)$$

Широко используемый для планирования профилактических ремонтов показатель *гамма-процентная наработка на отказ* ($T_{\gamma\%}$) также определяется через функцию ВБР, исходя из условия

$$P(T_{\gamma\%}) = \frac{\gamma}{100},$$

где γ – значение ВБР, выраженное в процентах [5]. Иными словами,

$$T_{\gamma\%} = \arg\left(P(t) = \frac{\gamma}{100}\right). \quad (4)$$

Основы расчета ВБР системы

В случаях когда известна ВБР элементов системы, ВБР системы в целом можно получить с помощью последовательно-параллельного упрощения блок-схемы надежности [5, 6], анализируя схему резервирования элементов. В общем этот подход заключается в получении эквивалентной ВБР для элементов, участвующих в типовом соединении.

Так, для элементов, соединенных *последовательно* в смысле надежности, эквивалентная ВБР определяется как произведение ВБР элементов:

$$P_{\text{пос}}(t) = \prod_{i=1}^k P_i(t), \quad (5)$$

а для случая *параллельного нагруженного (горячего) резервирования*

$$P_{\text{гор}}(t) = 1 - \prod_{i=1}^k (1 - P_i(t)), \quad (6)$$

где $P_i(t)$ – ВБР i -го элемента, k – количество элементов в соединении [5].

В случае *параллельного ненагруженного (холодного) резервирования* эквивалентную ВБР можно определить только при допущении, что все элементы, входящие в соединение, равнонадежны, а также что интенсивность отказов этих элементов постоянна ($\Lambda_i(t) = \lambda = \text{const.}$), т.е. справедлива экспоненциальная модель надежности [6]. Тогда

$$P_{\text{хол}}(t) = e^{-\lambda t} \cdot \sum_{i=0}^{k-1} \frac{(\lambda t)^i}{i!}. \quad (7)$$

Еще одной схемой резервирования, широко применяющейся в технических системах, является *мажоритарное резервирование* k из n ($n = 2k - 1$, $k = 2, 3, \dots$) [6]. Расчет эквивалентной ВБР в этом случае также предполагает, что все элементы в соединении равнонадежны ($P_i(t) = P(t)$). Тогда

$$P_{\text{маж}}(t) = \sum_{i=k}^n \frac{n!}{i!(n-i)!} P^i(t) [1 - P(t)]^{n-i}. \quad (8)$$

Понятие нечеткого числа

ВБР элементов системы, использующиеся в (5)–(8), можно представить в виде $P_i(t, \Theta_i)$, где $\Theta_i = \{\theta_{i,1}, \dots, \theta_{i,p}\}$ – вектор параметров модели надежности i -го элемента. В случае, когда хотя бы один из параметров является нечетким числом, мы будем говорить о нечетком векторе $\tilde{\Theta}$ и о функции $\tilde{P}_i(t, \tilde{\Theta}_i)$, принимающей нечеткие значения в моменты времени t . ВБР системы, в которой хотя бы для одного элемента $\Theta_i = \tilde{\Theta}_i$, также принимает нечеткие значения [4].

Напомним, что *нечетким числом* $\tilde{A} = \{(x, \mu_A(x)) | x \in \mathbb{R}\}$ называется нечеткое подмножество универсального множества действительных чисел, функция принадлежности (ФП) которого $\mu_A(x): \mathbb{R} \rightarrow [0; 1]$ удовлетворяет следующим условиям [7]:

- непрерывность;
- нормальность: $\sup_{x \in \mathbb{R}} (\mu_A(x)) = 1$;
- выпуклость

$$\mu_A(y) \geq \min\{\mu_A(x), \mu_A(z)\}, x \leq y \leq z.$$

Основанием (носителем) нечеткого числа \tilde{A} называется такое подмножество множества действительных чисел, для которого $\mu_A(x) > 0$ [8], т.е.

$$\text{supp}(\tilde{A}) = [S_L, S_R]; \mu_A(x) > 0, \forall x \in [S_L, S_R].$$

Аналогично *ядром* нечеткого числа \tilde{A} называется такое подмножество множества действительных чисел, для которого $\mu_A(x) = 1$ [8], т.е.

$$\text{ker}(\tilde{A}) = [K_L, K_R]; \mu_A(x) = 1, \forall x \in [K_L, K_R].$$

Таким образом, нечеткое число \tilde{A} определяется четверкой характерных точек:

$$\tilde{A} = \langle S_L, K_L, K_R, S_R \rangle. \quad (9)$$

Однако нечеткое число будет полностью определяться (9) только в том случае, когда известен вид ФП. При создании компьютерного приложения использовались ФП LR-типа, определяемые следующим выражением [9]:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} f_L(x), & x \in [S_L, K_L]; \\ 1, & x \in [K_L, K_R]; \\ f_R(x), & x \in (K_R, S_R]; \\ 0, & x \notin [S_L, S_R]. \end{cases} \quad (10)$$

Выражение (10) позволяет получать разнообразные ФП, в том числе широко используемые треугольные, трапецеидальные и кусочно-непрерывные полиномиальные [9].

Альфа-сечением нечеткого числа \tilde{A} (или *сечением уровня α*) называется подмножество множества действительных чисел, для которого $\mu_A(x) \geq \alpha$ [7], т.е.

$$\tilde{A}[\alpha] = [L_\alpha, R_\alpha]; \mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in [L_\alpha, R_\alpha]; \begin{cases} L_\alpha = \arg\{f_L(x) = \alpha\}, x \in [S_L, K_L]; \\ R_\alpha = \arg\{f_R(x) = \alpha\}, x \in (K_R, S_R]. \end{cases} \quad (11)$$

Определение нечетких показателей надежности

Пусть система состоит из k элементов с известными ВБР $P_i(t, \Theta_i)$, $i = 1, \dots, k$, где $\Theta_i = \{\theta_{i,1}, \dots, \theta_{i,p_i}\}$, p_i – количество параметров модели надежности i -го элемента. Тогда ВБР системы будет представлять собой некоторую зависимость от функций ВБР ее элементов:

$$P_S(t, \Theta_S) = \Phi[P_1(t, \Theta_1), \dots, P_k(t, \Theta_k)],$$

где вектор Θ_S есть объединение векторов $\Theta_1, \dots, \Theta_k$, а зависимость $\Phi[\mathbf{Z}]$ определяется схемой резервирования системы и формулами (5)–(8). Предположим, что хотя бы один элемент вектора Θ_S является нечетким числом в соответствии с выражениями (9)–(10). В этом случае ВБР системы

$\tilde{P}_S(t, \tilde{\Theta}_S)$ будет принимать нечеткие значения в любой момент времени t .

Обозначим через $n = \sum_{i=1}^k p_i$ количество элементов в векторе Θ_S . Пусть r элементов среди них являются нечеткими ($1 \leq r \leq n$). В соответствии с [7] α -сечения нечетких параметров $\tilde{\theta}_j$ ($j=1,2,\dots,r$) представляют собой интервалы

$$\tilde{\theta}_j[\alpha] = [\underline{\theta}_j^\alpha, \bar{\theta}_j^\alpha],$$

где $\underline{\theta}_j^\alpha, \bar{\theta}_j^\alpha$ – левая и правая границы α -сечения нечеткого параметра $\tilde{\theta}_j$. Сформируем двухэлементные множества, содержащие эти границы:

$$\Psi_{j,\alpha} = \{\underline{\theta}_j^\alpha, \bar{\theta}_j^\alpha\}, 1 \leq j \leq r.$$

Элементами декартового произведения $D_\alpha = \Psi_{1,\alpha} \times \Psi_{2,\alpha} \times \dots \times \Psi_{r,\alpha}$ являются кортежи $d_\alpha = (\psi_{1,\alpha}, \psi_{2,\alpha}, \dots, \psi_{r,\alpha})$, представляющие всевозможные комбинации из левых и правых границ α -сечений нечетких параметров $\tilde{\theta}_j$ [4]. В соответствии с альфа-уровневым принципом обобщения Заде [8] и формулами (1)–(3) получаем значения нечетких показателей надежности, определяемых через α -сечения для заданных уровней α в произвольные моменты времени.

Так, границы α -сечения ВБР системы $\tilde{P}(\tau, \tilde{\Theta}_S)_\alpha = [P_\alpha(\tau), \bar{P}_\alpha(\tau)]$ в произвольный момент времени τ будут определяться следующими выражениями:

$$\begin{cases} P_\alpha(\tau) = \inf_{D_\alpha} P(\tau, d_\alpha); \\ \bar{P}_\alpha(\tau) = \sup_{D_\alpha} P(\tau, d_\alpha). \end{cases} \quad (12)$$

Используя (2) и (3), получим для момента времени τ границы α -сечения интенсивности отказов системы:

$$\begin{cases} \underline{\Lambda}_\alpha(\tau) = -\frac{P'_\alpha(t)}{P_\alpha(t)} \Big|_{t=\tau}; \\ \bar{\Lambda}_\alpha(\tau) = -\frac{\bar{P}'_\alpha(t)}{\bar{P}_\alpha(t)} \Big|_{t=\tau} \end{cases} \quad (13)$$

и для нечеткой средней наработки до отказа:

$$\begin{cases} T_{cp}[\alpha] = \int_0^\infty P_\alpha(t) dt; \\ \bar{T}_{cp}[\alpha] = \int_0^\infty \bar{P}_\alpha(t) dt. \end{cases} \quad (14)$$

Аналогично, используя (4), определяются границы α -сечения нечеткой гамма-процентной наработки для заданного в процентах уровня γ :

$$\begin{cases} T_{\gamma\%}[\alpha] = \arg\left(\frac{P_\alpha(t)}{100} = \frac{\gamma}{100}\right); \\ \bar{T}_{\gamma\%}[\alpha] = \arg\left(\frac{\bar{P}_\alpha(t)}{100} = \frac{\gamma}{100}\right). \end{cases} \quad (15)$$

Определяемые через (12) и (13) функции $\tilde{P}_S(t, \tilde{\Theta}_S)$ и $\tilde{\Lambda}_S(t, \tilde{\Theta}_S)$ в каждый момент времени t принимают нечеткие значения так же, как и нечеткие значения средней наработки до отказа \tilde{T}_{cp} и гамма-процентной наработки $\tilde{T}_{\gamma\%}$. Для решения задач анализа надежности систем может потребоваться перейти к обычным, «четким» значениям этих показателей, т.е. провести процедуру *дефаззификации* [8]. Выбор метода дефаззификации во многом определяется условиями конкретной задачи, однако в большинстве случаев применим метод центра тяжести [10], согласно которому «четкое» значение A^* нечеткого числа $\tilde{A} = \{(x, \mu_A(x)) | x \in \mathbb{R}\}$ определяется выражением

$$A^* = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} x \cdot \mu_A(x) dx}{\int_{-\infty}^{\infty} \mu_A(x) dx}. \quad (16)$$

Компьютерное моделирование

Для решения задачи компьютерного моделирования нечетких показателей надежности необходимо представить в удобном для обработки виде исходные данные о системе, а именно:

- информацию о моделях надежности элементов;
- значения «четких» параметров моделей надежности;
- характерные точки нечетких параметров;
- вид ФП нечетких параметров;
- информацию о связях между элементами, определяющую схему резервирования системы.

Представляется целесообразным разделить информацию об элементах и информацию о схеме резервирования системы; для удобства компьютерной обработки данных эту информацию предлагается хранить в табличной (матричной) форме.

Пусть система, выбранная для моделирования, состоит из k элементов, модели надежности которых $w_i, i=1,2,\dots,k$ выбираются из множества $\Xi = \{1,2,\dots,q\}$ (здесь каждый элемент множества соответствует определенной заранее модели надежности элемента). Для модели i -го элемента известно количество параметров $p_i \in \{1,2,\dots,s\}$, которые могут быть нечеткими. Нечеткий параметр $\tilde{\theta}_{i,j}$ ($j \in \{1,2,\dots,p_i\}$) i -го элемента задается четырьмя характерными точками (9) и типом ФП $m_{i,j} \in \mathbf{M} = \{0,1,\dots,z\}$ (здесь каждый элемент множества соответствует определенному заранее типу ФП). Для параметров, не являющихся нечеткими, предла-

гается задавать тип ФП «0», а значения всех четырех характерных точек равными значению самого параметра. Таким образом, матрица, содержащая информацию об элементах системы, задается в виде

$$\mathbf{E} = (\mathbf{W} \quad \Omega_1 \quad \dots \quad \Omega_s),$$

где \mathbf{W} – вектор-столбец, содержащий элементы $w_i, i=1,2,\dots,k$, определяющие модели надежности i -го элемента, Ω_j – матрицы размера $k \times 5$:

$$\Omega_j = \begin{pmatrix} m_{1,j} & A_{1,j} & B_{1,j} & C_{1,j} & D_{1,j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{k,j} & A_{k,j} & B_{k,j} & C_{k,j} & D_{k,j} \end{pmatrix},$$

задающие тип ФП и характерные точки для нечетких значений j -х параметров ($j=1,2,\dots,s$) моделей надежности элементов:

$$\tilde{\theta}_{i,j} = \langle A_{i,j}, B_{i,j}, C_{i,j}, D_{i,j} \rangle.$$

В случаях, когда количество параметров в модели надежности i -го элемента меньше s , соответствующая строка матрицы Ω_j заполняется нулями.

Информация о схеме резервирования системы должна содержать указания на содержащиеся в системе типовые соединения элементов, расчет ВБР для которых осуществляется с помощью (5)–(8), а также на соединения самих блоков в структуры более высокого уровня. Представляется удобным записывать подобную информацию в табличном виде по следующим правилам:

1) каждая строка таблицы соответствует одному типовому блоку элементов;

2) первый столбец таблицы содержит уникальные буквенно-цифровые обозначения типовых блоков элементов. При этом каждому типу соединения должна однозначно соответствовать буква из заранее определенного списка. Например, обозначения S, P, C, M определяют соответственно последовательное соединение элементов, параллельное «горячее», «холодное» и мажоритарное резервирование;

3) во втором и последующих столбцах таблицы приведены обозначения элементов, участвующих в данном соединении;

4) если элементом типового соединения является сложный блок, его структура должна быть описана выше.

К примеру, на рис. 1 изображена блок-схема надежности некоторой системы, состоящей из шести элементов, в которой используются последовательные соединения элементов, а также «горячее» и «холодное» резервирование.

Заданная в подобной форме информация о составляющих систему элементах и схеме резервирования позволяет получить нечеткие значения показателей надежности системы. Ниже приведены шаги алгоритма вычисления нечеткой ВБР системы:

1) задать предельное время моделирования T_{MAX} и шаг времени Δt . Расчет значений нечеткой ВБР будет производиться в моменты времени

$$\tau_i = i\Delta t, i = 0, 1, \dots, n, n = \frac{T_{\text{MAX}}}{\Delta t};$$

2) задать значение приращения по степени принадлежности $\Delta\alpha$. Расчет значений нечеткой ВБР будет производиться для α -сечений уровней $\alpha_j = j\Delta\alpha, j = 0, 1, \dots, m, m = \frac{1}{\Delta\alpha}$;

3) для каждой пары (τ_i, α_j) с помощью (5)–(12) и данных об элементах и структуре системы получаем значения $\underline{p}_{i,j}$ и $\overline{p}_{i,j}$ нижних и верхних границ α -сечения нечеткой ВБР. Сохраняем эти значения в матрицах \underline{P}_S и \overline{P}_S ;

4) упорядоченные тройки чисел $(\tau_i, \alpha_j, \underline{p}_{i,j})$ и $(\tau_i, \alpha_j, \overline{p}_{i,j})$ являются координатами точек, используемых для построения трехмерной поверхности, представляющей собой график функции нечеткой ВБР системы (рис. 2).

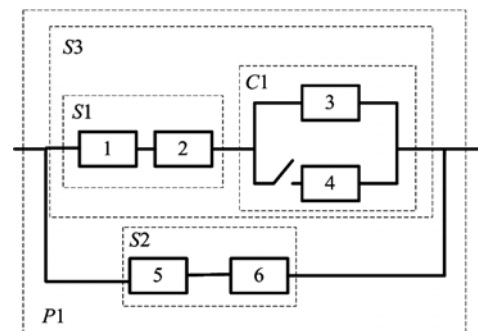


Рис. 1. Пример блок-схемы надежности

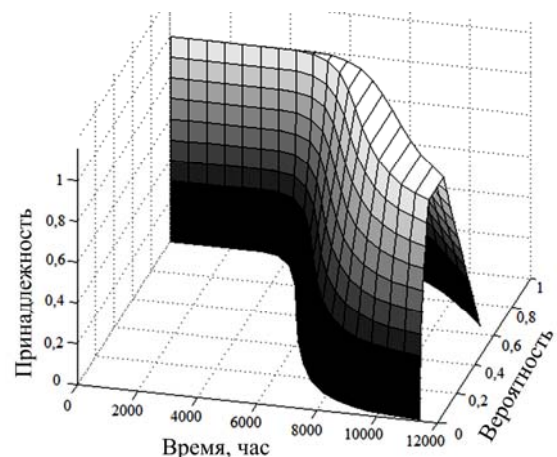


Рис. 2. Пример нечеткой ВБР

В таблице приведено описание структуры резервирования этой системы.

Пример описания структуры системы

Наименование блока	Компоненты блока	
	1	2
S1	e1	e2
S2	e5	e6
C1	e3	e4
S3	S1	C1
P1	S3	S2

Сечение полученного графика плоскостью $x = \tau_i$ дает возможность определить нечеткое значение ВБР для момента времени τ_i (рис. 3). Данные, необходимые для построения этого графика, содержатся в i -х строках матриц \underline{P}_S и \overline{P}_S .

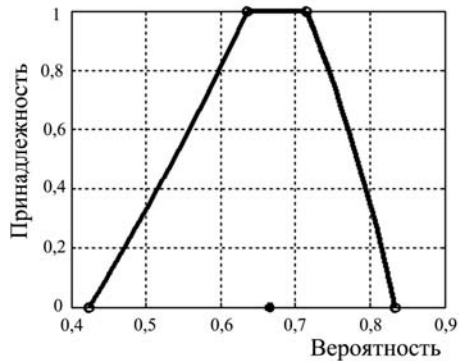


Рис. 3. Пример нечеткого значения ВБР

Сечение графика нечеткой ВБР (см. рис. 2) плоскостью $y = \gamma/100$ дает возможность определить нечеткое значение гамма-процентной наработки (рис. 4).

Для построения подобного графика необходимо в матрицах \underline{P}_S и \overline{P}_S определить значения (τ_i, α_j) , которым, согласно (15), будут соответствовать значения $\underline{p}_{i,j} = \gamma/100$ и $\overline{p}_{i,j} = \gamma/100$. На практике для определения моментов времени, соответствующих заданным значениям $\gamma/100$ и α_j , может потребоваться процедура интерполяции [11].

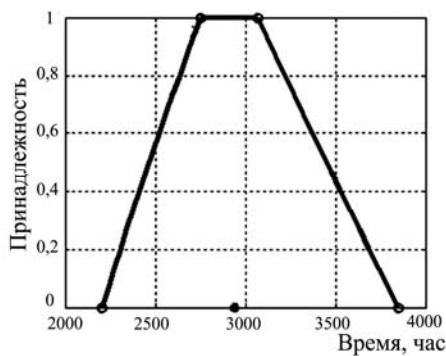


Рис. 4. Пример нечеткого значения гамма-процентной наработки

Наконец, рассекая график нечеткой ВБР плоскостью $z = \alpha_j$, можно получить границы α -сечений, в пределах которых находится значение ВБР с уровнем принадлежности не менее α_j (рис. 5).

Аналогичным образом проводится процедура вычисления значений нечеткой интенсивности отказов системы. Основным отличием в этом случае является использование численных методов дифференцирования [11], необходимого для использования в (13). График нечеткой интенсивности отказов представлен на рис. 6.

Определение нечеткой средней наработки до отказа в соответствии с (14) по данным, записанным

в матрицах \underline{P}_S и \overline{P}_S , требует использования численных методов интегрирования, например методом трапеций [11]. Примерный вид нечеткого значения средней наработки до отказа представлен на рис. 7.

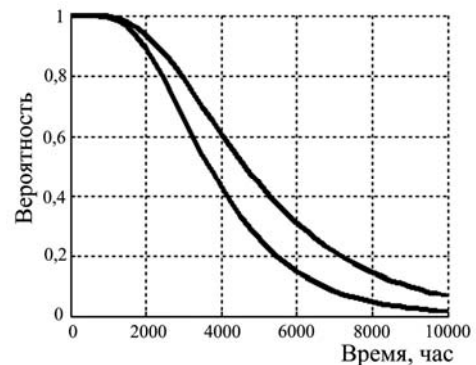


Рис. 5. Пример построения границ α -сечения нечеткой ВБР

Данные, необходимые для построения рис. 5, содержатся в j -х столбцах матриц \underline{P}_S и \overline{P}_S .

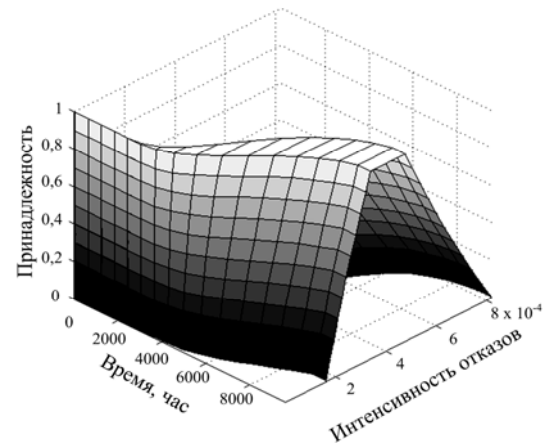


Рис. 6. Пример нечеткой интенсивности отказов

Полученные в результате компьютерного моделирования нечеткие значения показателей надежности систем могут быть подвергнуты процедуре дефаззификации согласно (16). Также при создании компьютерного приложения возможно предусмотреть опцию выбора метода дефаззификации [10].

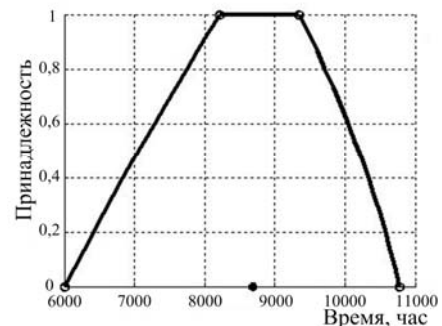


Рис. 7. Пример нечеткого значения средней наработки до отказа

На рис. 3, 4 и 7 результаты дефаззификации нечетких значений соответствующих показателей надежности отмечены точками на оси абсцисс.

Заключение

Рассмотренный в данной работе подход позволяет создать приложение для расчета и анализа эксплуатационной надежности технических систем в случаях, когда информация об элементах системы является неточной или неполной. Это особенно актуально для систем, подверженных переменной нагрузке либо в условиях изменяющихся параметров внешней среды, т.е. для систем, функционирующих в реальных условиях. Параметры моделей надежности элементов систем в таких случаях подвержены непредсказуемым колебаниям. Влияние разнообразных факторов на надежность систем может быть как благоприятным, так и негативным.

Выбор математического аппарата нечетких множеств, в частности нечетких чисел, позволяет также учитывать значения параметров, определенных на основе экспертных оценок.

Результаты работы компьютерного приложения, созданного на основе принципов, изложенных в данной работе, могут быть использованы для анализа эксплуатационной надежности систем, при проектировании, а также для определения оптимальных сроков планово-профилактических ремонтов [12].

Литература

- Huang D. Robust control for uncertain networked control systems with random delays / D. Huang, S.K. Nguang. – Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. – 159 p.
- Utkin L.V. Computing system reliability given interval-valued characteristics of the components / L.V. Utkin, I.O. Kozine // *Reliable Computing*. – 2005. – Vol. 11, Iss. 1. – P. 19–34.
- Уткин Л.В. Интервальные байесовские модели надежности программ с использованием неоднородных процессов Пуассона / Л.В. Уткин, С.И. Затенко // Труды 13-й Междунар. науч.-практ. конф. «Системный анализ в проектировании и управлении». – СПб.: Изд-во политехн. унта, 2009. – С. 184–185.
- Ефремов А.А. Вычисление нечеткой вероятности безотказной работы систем с нечеткими параметрами моделей надежности // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 136–140.
- Острейковский В.А. Теория надежности: учеб. для вузов / В.А. Острейковский. – М.: Высшая школа, 2003. – 463 с.
- Черкесов Г.Н. Надежность аппаратно-программных комплексов: учеб. пособие / Г.Н. Черкесов. – СПб.: Питер, 2005. – 479 с.
- Buckley J.J. Simulating fuzzy systems / J.J. Buckley. – Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2005. – 208 p.
- Zhang H. Fuzzy modeling and fuzzy control / H. Zhang, D. Liu. – Boston: Birkhäuser, 2006. – 416 p.
- Ефремов А.А. О применении кусочно-непрерывных функций к заданию функций принадлежности нечетких чисел (L-R)-типа / А.А. Ефремов, А.М. Кориков [Электронный ресурс] // Вестник науки Сибири. – 2011. – №1(1). – С. 340-343. – Режим доступа: <http://sjs.tpu.ru/journal/article/view/70/117>, свободный (дата обращения: 12.01.2016).
- Harris J. Fuzzy logic applications in engineering science / J. Harris. – Dordrecht: Springer Netherlands, 2006. – 216 p.
- Кочегуров А.И. Теория и реализация задач вычислительной математики в пакете MathCad: учеб. пособие / А.И. Кочегуров, Е.А. Кочегурова. – Томск: Изд-во ТПУ, 2013. – 124 с.
- Кориков А.М. Эксперимент в научном исследовании // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 148–154.

Нгуен Ань Ту

Аспирант каф. автоматизации и компьютерных систем (АиКС) Института кибернетики Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: +7-952-157-48-78
Эл. почта: nguyenanhtu789@gmail.com

Ефремов Александр Александрович

Ассистент каф. АиКС
Тел.: +7-906-957-09-18
Эл. почта: alexeyefremov@tpu.ru

Nguyen A.T., Yefremov A.A.

Computer modeling of fuzzy reliability measures

The article enunciates development principles for a computer application, allowing estimation of basic reliability measures of technical system when the data on its components is incomplete or imprecise. The introduced formulae, based on fuzzy numbers apparatus, allow evaluating fuzzy counterparts of system reliability, failure rate, mean time to failure and reliable life. Authors propose major steps for the algorithm of fuzzy reliability measures evaluation, provided that system redundancy architecture is known and at least part of components' reliability model parameters are represented as a fuzzy numbers.

Keywords: fuzzy reliability, fuzzy number, computer modeling.

УДК 681.3.06.069

О.С. Бушлякова, Н.В. Замятин

Виртуальная модель прибора для отладки его программного обеспечения

Выполнена интеграция пакета программ для автоматизированного проектирования электронных схем Proteus и системы проведения испытаний «Лотос». Предложен и реализован протокол взаимодействия между средой моделирования и системой «Лотос». Разработана виртуальная модель прибора в пакете программ Proteus с целью отладки на данной модели программного обеспечения для бортовой аппаратуры без использования реального прибора, т.е. на этапе технического проектирования. В системе «Лотос» создана программа автоматической проверки параметров прибора и выполнена ее отладка при помощи созданной виртуальной модели прибора.

Ключевые слова: виртуальная модель, программное обеспечение, Proteus, «Лотос».

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-63-64

Для выигрыша во времени и повышения эффективности работы целесообразно на этапе технического проектирования прибора выполнять разработку и отладку программного обеспечения (ПО) на его виртуальной модели. Виртуальная модель представляется в виде электрической схемы, отображающей связи компонентов объекта, их параметры, а также формирующей выходные и регистрирующей входные сигналы для имитации работы реального прибора. Испытания ПО при помощи виртуальных моделей прибора позволяют провести полный анализ работы бортовой аппаратуры еще до того, как прибор создан [1].

Постановка задачи

Цель работы – реализация взаимодействия системы моделирования Proteus и существующей на предприятии АО «НПЦ «Полюс» системы для проведения испытаний «Лотос» на примере устройства контроля состояния объекта управления. Такой подход позволяет проводить испытания ПО устройств на этапе их технического проектирования.

Сигналы на объект управления подаются в виде импульсных команд, устройство контроля состояния объекта управления контролирует эти команды и формирует на выходе сигналы состояния объекта управления. Соответствие входных команд объекта управления и выходных сигналов состояния представлено в таблице.

Соответствие входных импульсных команд объекта управления и выходных сигналов состояния объекта управления

Входные импульсные команды объекта управления	Выходные сигналы состояния объекта управления
Вкл_Пит	Сост_Пит
Откл_Пит	
Вкл_Все_Реле	Сост_Всех_Реле
Откл_Все_Реле	
Вкл_Реле_1	Сост_Реле_1
Откл_Реле_1	
Вкл_Реле_2	Сост_Реле_2
Откл_Реле_2	

Логика работы устройства контроля состояния объекта управления представлена на примере импульсных команд Вкл_Пит, Вкл_Реле_1, Откл_Пит и выходного сигнала состояния Вкл_Реле_1 (рис. 1).

На вход устройства в различные промежутки времени поступают импульсные команды Вкл_Пит, Вкл_Реле_1, Откл_Пит. Устройство контроля состояния объекта управления обрабатывает данные команды и формирует выходной сигнал Сост_Реле_1. Для включения Реле 1 необходимо, чтобы было включено питание устройства, поэтому выходной сигнал Сост_Реле_1 меняет свое состояние из 0 в 1 в момент времени, когда получена команда Вкл_Пит, и из 1 в 0, когда получена команда Откл_Пит.

Таким образом, устройство контроля состояния объекта управления обрабатывает входные импульсные команды комплекса автоматики и стабилизации (КАС) и передает выходное состояние КАС бортовому центральному вычислительному комплексу (БЦВК). БЦВК в свою очередь в любой момент времени (например, при сбоях в работе КАС) может опросить УКСОУ и восстановить состояние КАС (рис. 2).

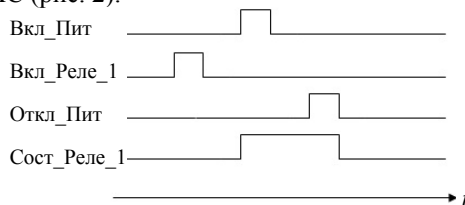


Рис. 1. Пример работы устройства контроля состояния объекта управления



Рис. 2. Схема взаимодействия устройства контроля состояния объекта управления и БЦВК

Последовательность действий

Этап 1. Виртуальная модель унифицированного модуля для выдачи команд создается в пакете программ для автоматизированного проектирования электронных схем Proteus, в которой предоставляется возможность интерактивной отладки в режиме реального времени для различных семейств микро-

контроллеров. Виртуальная модель представлена в виде электрической схемы. Управление устройством осуществляется микроконтроллером ATMEGA 128. Для работы данной виртуальной модели было реализовано ПО нижнего уровня (файл прошивки), в котором изложена вся логика работы устройства. Файл создан в AVR Studio 4.

Этап 2. Создается компонент связи (протокол VSM) схемы с системой «Лотос».

Компонент реализует передачу сигналов серверу, преобразуя полученные сигналы в переменные, используемые в циклограммах проверки. Данный компонент создается в Proteus вручную. Входы компонента соответствуют выходам контроллера.

Для создания компонента используется Isis Proteus – редактор электрических схем и среда виртуального моделирования. В ISIS новые устройства создаются непосредственно рисованием также, как в режиме редактирования, посредством размещения совокупности 2D-графики и выводов, комментированием выводов, и затем окончательной их маркировкой [2].

Также на этом этапе формируется набор графики, представляющий созданное устройство. Затем нужно преобразовать этот набор в элемент библиотеки ISIS. Для этого выберем файл библиотеки, в которую должен быть сохранён элемент.

Для задания логики работы компонента связи при помощи Visual Studio 2008 редактируется файл библиотеки элемента [3], в которой реализуется алгоритм взаимодействия виртуальной модели устройства и системы «Лотос». Алгоритм представлен на рис. 3.

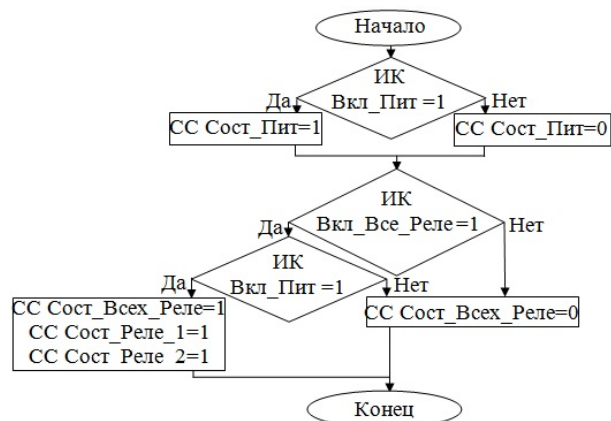


Рис. 3. Структурная схема алгоритма взаимодействия виртуальной модели устройства и системы «Лотос»

Этап 3. В системе «Лотос» формируется циклограмма проверки параметров прибора и проведена ее отладка на виртуальной модели прибора.

После запуска циклограммы на сервер отправляются команды, для передачи виртуальной модели прибора через компонент связи и на соответствующих индикаторах отображаются состояния входов и выходов компонентов.

Заключение

Выполнена интеграция пакета программ для автоматизированного проектирования электронных схем Proteus и системы проведения испытаний «Лотос». Предложен и реализован протокол взаимодействия между средой моделирования и системой «Лотос», что позволяет проводить испытания ПО на виртуальной модели устройств уже на этапе технического проектирования. Разработана виртуальная модель демонстрационного прибора в пакете программ Proteus с целью отладки на данной модели программного обеспечения (ПО) для бортовой аппаратуры без использования реального прибора. В системе «Лотос» создана программа автоматической проверки параметров прибора и выполнена ее отладка при помощи созданной виртуальной модели прибора. Это позволяет представить всю схему взаимодействия устройств прибора, выбрать необходимые режимы работы и параметры, а также произвести отладку ПО без использования реального прибора, что улучшает качество разработки и экономит время работы.

Литература

1. Бушлякова О.С. Виртуальные и нейросетевые модели для отладки программного обеспечения без реального прибора / О.С. Бушлякова, Н.В. Замятин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиотехники. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 93–97.
2. ISIS. Обучающая программа #10. Создание новых устройств #01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://radioprogram.ru/?p=37>, свободный (дата обращения 19.08.2015).
3. Создаем VSM-модель для протеуса (DLL библиотека) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://purebasic.mybb.ru/viewtopic.php?id=496>, свободный (дата обращения: 28.07.2015).

Бушлякова Ольга Станиславовна

Аспирант каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа,
инженер-программист АО «НПЦ «Полус»
Тел.: (382-2) 55-49-48, доп. 897
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Замятин Николай Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. АОИ
Тел.: (382-2) 41 34 29
Эл. почта: zamnv47@gmail.com

Bushlyakova O.S., Zamyatin N.V.

Virtual device model for software testing

Integration of an automated design program package Proteus and a testing system «Lotos» is made. The communication protocol between a simulation environment and a system «Lotos» are proposed and implemented.

The demonstration of virtual device model designing is accomplished in a program package Proteus to test onboard equipment software on the created model without the real device, that is on the stage of a technical design. In a system «Lotos» the automatic device parameters checking program are made and debugging with the created model are completed.

Keywords: virtual model, software, Proteus, «Lotos».

УДК 004.891.2

М.И. Кочергин, К.С. Кочергина

Формализация текстовых условий задач по физике

Рассматривается процедура автоматизации формализации текстовых описаний физических задач. Предлагается схема трехэтапной формализации текстовых описаний объектов и процессов различных предметных областей. Приведены алгоритмы формализации на текстовом, предметном и поведенческом уровнях. Процедура формализации иллюстрируется на примере задачи по физике из раздела кинематики.

Ключевые слова: формализация, физика, извлечение информации.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-65-68

Формализация текстовых условий задачи по физике является необходимой составляющей процедуры её решения. Под формализацией будем понимать процесс выявления важных характеристик и параметров объекта и описание их в строгой заданной форме. Для любой предметной области можно выделить три уровня автоматизированной формализации текстовых описаний:

1) формализация описания на уровне текста – выделение из текстового описания сущностей, их признаков, действий, а также отношений с другими сущностями (получаемое при этом представление имеет вид семантического графа, где вершинами являются слова, а дугами – связывающие их семантические отношения, например: «часть–целое», «агент–реципиент» и др.);

2) формализация описания на предметном (аспектном) уровне – объективизация и параметризация полученного представления методом многоаспектного анализа [1] с использованием знаний из предметной области, в ходе которого оно получает вид отдельных взаимосвязанных наборов вида «объект–действие–параметр»;

3) формализация описания на поведенческом (модельном) уровне – структуризация полученного представления (выявление неявных и математическое описание найденных ранее межобъектных связей), в ходе которой оно приобретает более сложную единую форму. Так, задачи по физике отображаются с помощью диаграмм поведения, характеризующих связи объектов в задаче и смены их поведений. Вводимые на данном уровне модели поведения и отношений объектов описывают их действия, состояние и взаимосвязи с помощью конкретных физических и математических закономерностей (например, «Равномерное прямолинейное движение: $v = s * t$ » или «Равноускоренное прямолинейное движение: $v = v_0 + a * t$ »).

Задачи по физике как объект формализации

Одним из простых примеров описаний физико-химических процессов являются тексты задач по физике:

1) в них содержится описание некоторого физико-химического процесса (условие задачи);

2) в них ставится некоторая проблема, которую необходимо решить (требования задачи);

3) для их решения необходимо знание предметной области – физических законов.

Другими словами, решение задачи по физике можно рассматривать как процедуру исследования некоторого явления или процесса, требующего экспертных знаний в соответствующей предметной области (физика) и поиска подходящего решения поставленной проблемы (нахождение значения искомого параметра).

Разработка методов перевода (трансляции) текстовых описаний задач такого типа из естественно-языкового представления в формальное, пригодное для машинной обработки, позволяет автоматизировать процесс поиска их решения, что, в свою очередь, является отправной точкой для решения более сложных задач в различных предметных областях (например, в моделировании управляемых технических или эколого-экономических систем).

Перевод текстовых описаний на формальный язык

Для осуществления перевода текстовых описаний процессов и систем различных предметных областей (ПО) на формальный язык необходимо применение методов компьютерной лингвистики (автоматического анализа текста) и интеллектуального анализа данных (ИАД). Под ИАД понимается обнаружение интеллектуальной системой нового (относительно её базы фактов) знания [2]. В частности, к ИАД может быть отнесена и процедура автоматизированной формализации текстовых описаний объектов различной природы. Такими описаниями могут быть тексты физических задач (для ПО «Физика») или описания природоохранных мероприятий (для ПО «Эколого-экономические системы»).

Автоматизированная формализация физических задач состоит из двух шагов:

1) предобработка текстовых условий задачи – построение их предварительного формализованного представления (формализация на уровне текста), минимально иллюстрирующего содержание задачи с помощью семантических отношений между выделенными в ней сущностями;

2) непосредственно интеллектуальная обработка полученного графа – извлечение из него необходимой полезной информации и приведение самой задачи к формализованному виду (сначала на предметном уровне, затем на поведенческом).

На первом этапе применяются методы компьютерной лингвистики, производится автоматический анализ текстовых условий задачи, в результате которого строится семантический граф (такое представление может быть представлено и в другом виде, например, в предикатном). Минимальной (атомарной) единицей формализуемого представления на данном этапе является слово.

На втором этапе производится интеллектуальная обработка полученного представления, заключающаяся в его объективизации, параметризации и структуризации. Результат данного этапа – формальное представление (информационная модель) описываемого в тексте процесса или объекта (системы объектов), пригодное для дальнейшей постобработки. Минимальной единицей такого представления является уже не слово, а модель объекта или его фрагмента, выраженная на математическом языке и описывающая его. Так, задача по физике на дан-

ном этапе представляется в виде диаграммы, иллюстрирующей смену поведения (описываемого законами физики) действующими объектами и взаимных качественных и количественных связей этих объектов. Такое представление, на наш взгляд, удобно описывать терминами теории моделирования: с помощью объектных моделей (ОМ) – физических законов, характеризующих поведение или состояние объекта в определённый момент времени, и моделей отношений (МО) – физико-математических законов, характеризующих взаимосвязи параметров различных объектов.

Предобработка текстовых условий задачи

Предобработка текстовых описаний задач по физике осуществляется разработанным модулем формализации текстовых условий [3]. Содержание исполняемых процедур на шаге предобработки представлено на рис. 1.

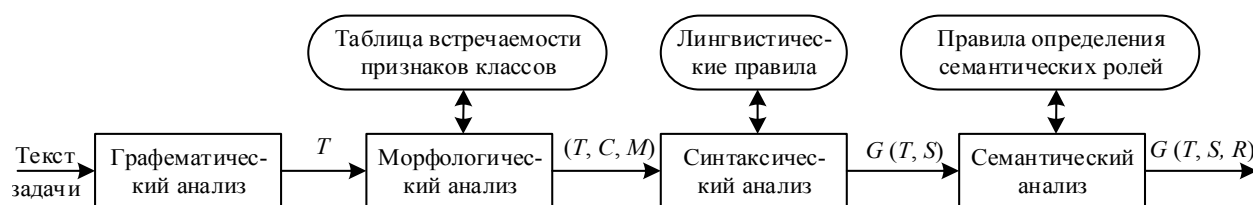


Рис. 1. Схема процедуры предобработки текстовых условий задачи

Так, на первом этапе предобработки (графематический анализ) происходит простое разбиение текстового потока на минимальные единицы, разделённые пробелом, и их группировка (например, обозначение физической величины латинскими буквами группируется вместе с числовым значением и единицами измерения). Выходные данные этого этапа – множество T , представляющее последовательность текстовых единиц (ТЕ). ТЕ представляет собой абстрактную структуру данных с полями знаковой формы (слова в предложении) и набора числовых параметров.

На втором этапе (морфологический анализ) происходит классификация ТЕ (определение частеречной принадлежности слов к одному из классов множества C) на основании комбинированного (статистического и словарного) метода. Словарный метод используется для определения слов-исключений и условных обозначений (единицы измерения, латинские обозначения величин и т.д.), статистический – в остальных случаях. В соответствии с тем, к какому классу отнесён объект, ему присваиваются значения морфологических параметров (вектор M) из соответствующих составленных таблиц. Эти параметры несут информацию о характере рассматриваемого слова для определения его связи с остальными словами в предложении, а затем и в тексте задачи. Выходными данными этого этапа являются тройки (T, C, M) , устанавливающие гомоморфное отображение каждой ТЕ в некоторый класс (часть речи) и вектор числовых (морфологических) параметров.

На третьем этапе (синтаксический анализ) происходит анализ морфологических характеристик ТЕ для построения ориентированного графа G , отображающего их синтаксические связи S в предложении, что даёт первоначальное представление о семантике слов. Выходными данными этого этапа является граф $G(T, S)$ синтаксических связей ТЕ.

На четвертом этапе (поверхностный семантический анализ) происходит распределение семантических ролей R по словам с использованием данных, полученных с предыдущих этапов. Семантические роли – минимальные смысловые категории слов, более полно характеризующие их семантическое значение (чем синтаксические функции), подобранные в ходе исследования на основе семантических падежей Ч. Филмора [4]. Выходные данные этого этапа – взвешенный ориентированный семантико-синтаксический граф $G(T, S, R)$, где веса R синтаксического графа $G(T, S)$ – семантические роли ТЕ.

Этап предобработки итеративен для каждого предложения в тексте задачи. Для исключения ошибок классификации или взвешивания графов на каждом этапе выполняется проверка непротиворечивости данных с предыдущего этапа, при необходимости инициируется перезапуск предыдущего этапа с пересчётом результата.

Отметим, что для предобработки текстовых описаний также применимы и другие существующие программные средства (синтактико-семантические парсеры), но при этом требуется их некоторая адаптация и дополнительная обработка полученного ими результата для корректной параметризации и

структуризации формального представления, а также не гарантируется высокая точность преобработки.

Формализация текстовых условий физических задач на предметном уровне

На данном этапе производится объективизация и параметризация строящегося формализованного представления задачи по физике. Для этого производится упрощение сформированного синтаксико-семантического графа и приведение его к структуре «объект–действие–параметр–значение». Указанная процедура осуществляется посредством поиска ключевых слов, занесённых в базу терминов предметной области, среди вершин графа. Фрагмент базы данных представлен в таблице.

Фрагмент базы ключевых слов в задачах физики

Слово	Роль	Категория
Ехать	Действие	Движение
Скорость	Параметр	Параметр действия
км/ч	Единица измерения	Скорость
Равномерно	Характер	Действие

После того как найдено ключевое слово, ему присваивается новая функциональная роль (вместо семантической) из соответствующего (одноимённого) столбца. Данные из столбца «категория» являются вспомогательными, и используются для проверки адекватности формализованного представления и интерпретируются в зависимости от роли ключевого слова. Так, для роли «действие» они сообщают о характере действия, для «параметра» – о принадлежности объекту или действию (например, «масса» – параметр объекта, а «пройденный путь» – действия), для «единицы измерения» – о параметре, который измеряется в этих единицах.

После того, как всем ключевым словам присвоены новые роли, производится построение нового графа с исключением вершин, не содержащих ключевых слов, кроме имеющих роль «агент» или «реципиент» или содержащих признаки объектов, необходимые для их дифференциации.

Формализация текстовых условий физических задач на поведенческом уровне

После формирования предметного представления задачи производится сопоставление каждому отдельному набору параметров физического закона

(объектной модели), выявляются математические зависимости параметров различных объектных поведений (состояний) друг от друга (модели отношений), а также производится окончательная структуризация задачи. Указанная процедура производится интерпретатором продукционных правил, хранимых в базе знаний предметной области. Интерпретатор считывает правило из базы знаний и последовательно проверяет выполняемость условий, записанных в антецеденте. В случае истинности антецедента запускается выполнение действий, записанных в консеквенте, в случае ложности выполняется проверка следующего правила. Дополнить базу правил может эксперт в некоторой предметной области, не обращаясь за помощью к техническому специалисту. Единственным требованием является соблюдение синтаксиса языка правил. Приведём пример такого продукционного правила: «ЕСЛИ (Параметры Действия СОДЕРЖИТ «скорость» & «расстояние» & «время») И (Параметры Действия НЕ СОДЕРЖИТ «ускорение» & «импульс» & «масса» & «кинетическая энергия» & «потенциальная энергия» & «начальное положение» & «текущее положение») ТО (Поведение = «Равномерное прямолинейное движение: $v=s/t$ ») КОНЕЦ ЕСЛИ;».

Формируемое на данном этапе представление является информационной моделью рассматриваемой физической задачи. Далее возможно применение средств постобработки, производящей, например, аналитические преобразования для вывода расчётной формулы или же формирования компьютерной модели задачи.

Пример формализации текстовых условий физической задачи

Рассмотрим простую физическую задачу из раздела кинематики: «Первую половину своего пути автомобиль двигался со скоростью 80 км/ч, а вторую – со скоростью 40 км/ч. Какова средняя скорость автомобиля на всем пути?» В данной задаче можно выделить один объект («автомобиль»), производящий смену поведения (изменение значения параметра «скорость» при равномерном прямолинейном движении). Проиллюстрируем поэтапно ход автоматической формализации рассматриваемой задачи. На рис. 2 изображен результат формализации задачи на уровне текста.

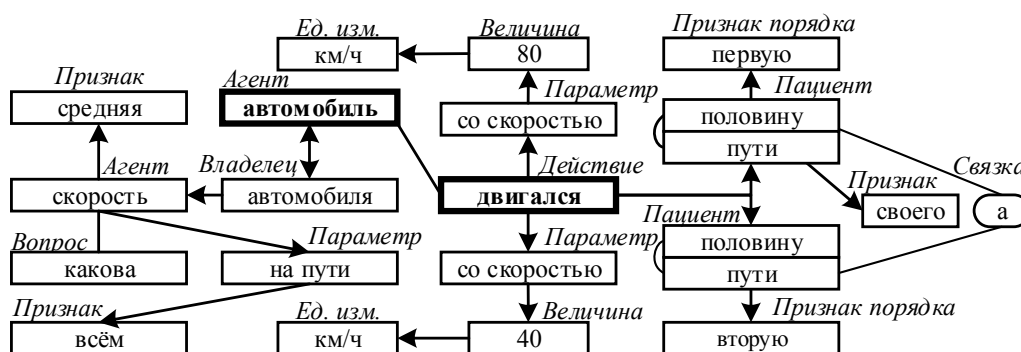


Рис. 2. Пример семантико-синтаксического графа задачи

Изображенный семанτικο-синтаксический граф поверхностно иллюстрирует смысловое содержание задачи только на уровне текста. Например, параметр «средняя скорость» во втором предложении приобретает роль «агента» (действующего лица), так как является подлежащим. Данное представление нуждается в дальнейшей обработке.

Далее производится объективизация и параметризация полученного графа, результат которой представлен на рис. 3.

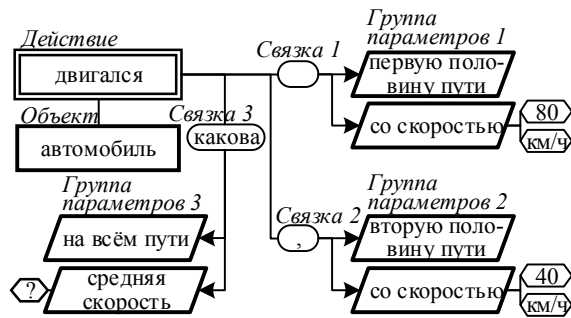


Рис. 3. Формализованное представление задачи на предметном уровне

На данном уровне выделяется объект – «автомобиль», совершающий одно действие, обладающее тремя сменяющимися наборами параметров, разделённых связками (выраженными синтаксически на уровне языка), позволяющими определить порядок смены поведения объектом.

Затем производится сопоставление выделенных групп параметров с физическими законами, описанными в базе знаний предметной области, по критерию характерности переменной закону и окончательная структуризация задачи. Результат выполнения указанных процедур представлен графически на рис. 4.

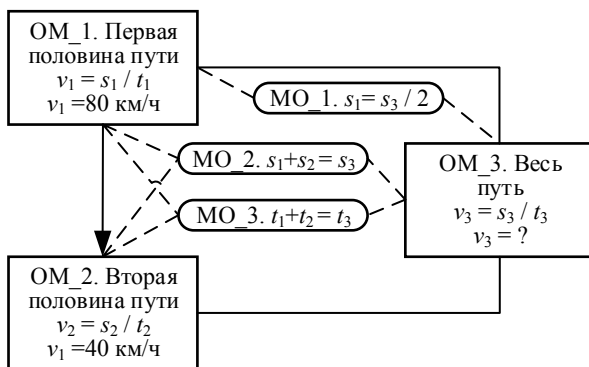


Рис. 4. Формализованное представление задачи на поведенческом уровне

В данной задаче выделяются три поведения объекта (объектные модели: OM_1, OM_2, OM_3) и три связывающих их математические зависимости (модели отношений: MO_1, MO_2, MO_3). Полученное представление является окончательно формализованным и структурированным и пригодно для постобработки.

Заключение

Разработанная система производит формализацию текстовых условий задач по физике. Формализация производится в три этапа: на уровне текста (с применением методов компьютерной лингвистики), на предметном уровне (посредством объективизации и параметризации условий задачи с использованием базы ключевых слов предметной области) и поведенческом уровне (посредством анализа и интерпретации продукционных правил из базы знаний предметной области). Предлагаемая схема является универсальной для различных предметных областей и обуславливается содержанием базы знаний и базы терминов (ключевых слов). В настоящее время производится адаптация разработанных программных средств для формализации описаний эколого-экономических систем.

Литература

1. Дмитриев В.М. Метод многоаспектного анализа как алгоритм формализации задач по физике / В.М. Дмитриев, А.Ю. Филиппов, О.Н. Шарова // Вестник ТГПУ. – Томск: Томский гос. пед. ун-т, 2005. – № 4. – С. 60–66.
2. Финн В.К. Об интеллектуальном анализе данных // Новости искусственного интеллекта. – 2004. – № 3. – С. 3–19.
3. Кочергин М.И. Особенности модуля автоматического анализа в системе логико-лингвистического анализа текстов задач по физике / М.И. Кочергин, К.С. Спиридонова // Научная сессия ТУСУР–2014: матер. Всерос.-науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 14–16 мая 2014 г.: в 5 ч. – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 257–260.
4. Filmor C. Frames and the semantics of understanding / C. Filmor // Quaderni di semantica. – Vol. 4/2. – Dec. – 1985. – P. 222–254.

Кочергин Максим Игоревич

Аспирант каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУР
Тел.: 8 (382-2) 41-39-15
Эл. почта: max24kochergin@gmail.com

Кочергина Кристина Сергеевна

Магистрант 2-го года обучения филол. фак-та ТГУ
Тел.: 8 (382-2) 52-70-44
Эл. почта: tinakochergina@gmail.com

Kochergin M.I., Kochergina K.S.

Formalization of text descriptions for physics tasks

The paper presents an automation technique aimed to formalize text descriptions of physics tasks. Three-stage formalization scheme is suggested. Algorithms for the formalization on text, substantive and behavior levels are given. The example for the task formalization in the field of the kinematics is provided.

Keywords: formalization, physics, information extraction.

А.А. Ватюк

Моделирование параметров гетероструктурного полевого транзистора в среде Silvaco TCAD

Изучены основы приборно-технологического моделирования. Рассчитана и создана модель полевого транзистора, выполненного по рНЕМТ-технологии. Получены его вольт-амперные характеристики, S-параметры и произведена визуализация подзатворного рецесса. Приведено несколько примеров зависимости параметров транзистора от глубины травления.

Ключевые слова: рНЕМТ, травление рецесса, приборно-технологическое моделирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-69-72

Актуальность использования приборно-технологического моделирования

Финансовые затраты в сфере производства микроэлектронных и полупроводниковых изделий порой бывают колоссальными. Исходный материал, технологическая линейка оборудования, коммуникации, энергоснабжение и расходы на многочисленный персонал – все это требует довольно серьезных денежных вложений. Поэтому очевидно, что все эти вложения стараются минимизировать любыми путями. Исходный материал (эпитаксиальные и гетероэпитаксиальные структуры) нередко составляет наибольшую долю расходов. Например, стоимость одной пластины с выращенной гетероструктурой GaN на подложке из SiC может достигать двухсот тысяч рублей. Часть пластин уходит на отработку различных технологических процессов: травление мезы или подзатворного рецесса, нанесение межуровневой изоляции и пассивирующего слоя, осаждение металлизации, различные ионные процессы. Для того чтобы не проводить эксперименты на дорогостоящих пластинах, прибегают к методам приборно-технологического моделирования.

Суть приборно-технологического моделирования состоит в том, что посредством программного пакета TCAD задаются параметры структуры – толщина слоев, уровни легирования, геометрия прибора. На выходе программы можно получить электрофизические параметры материала, зонные диаграммы, распределение концентрации носителей заряда. При наличии контактов на структуре несложно смоделировать характеристики на постоянном токе, распределение электрического потенциала или СВЧ-параметры устройства. Такой же подход применим к различным технологическим операциям. На входе задаем параметры того или иного процесса, а на выходе получаем результат выполнения операции, например внешний вид структуры или необходимые зависимости. Необходимо также отметить возможность расчета интегральных структур путем создания полноценного технологического маршрута в пределах одного проекта или симулирование прохождения по нему целой партии «виртуальных» пластин.

Очевидно, что приборно-технологическое моделирование способно довольно серьезно снизить

затраты полупроводникового производства и повлиять на себестоимость изделия, сделав его дешевле и привлекательнее для потребителя.

Целью данной работы является определение зависимости между выходными характеристиками полевого транзистора и глубиной подзатворного рецесса. Для этого была создана модель транзистора, выполненного по рНЕМТ-технологии. На входе задаются различные параметры прибора – толщины и уровни легирования эпитаксиальных слоев, особенности затвора, а на выходе получаем семейство необходимых характеристик в визуальном представлении.

Основной этап работы и особенности модели

Для расчета характеристик полевого транзистора воспользуемся программным пакетом Silvaco TCAD [1]. Он позволяет осуществлять приборно-технологическое моделирование, давая возможность пользователям наблюдать за течением какого-либо процесса или получать характеристики полупроводникового прибора, исходя из заданных начальных условий. Данный пакет уже достаточно давно приобрел популярность среди разработчиков и технологов на ведущих предприятиях отрасли. В то же время большое количество встроенных модулей позволяет решать задачи в конкретных областях – будь то мощные приборы, светодиодные структуры или органические материалы. Условно все модули пакета можно разделить на две основные группы – модули, реализующие приборное моделирование (ATLAS, MERCURY) и технологическое (например, ATHENA).

К особенностям первой группы модулей относятся:

1. Большой выбор исходных полупроводниковых материалов (с возможностью добавления новых).
2. Визуализация процесса изготовления прибора и его конечное представление в виде 2D- или 3D-модели.
3. Достаточно простой ввод исходных данных, например геометрических размеров прибора или свойств электродов.
4. Быстрый и точный расчет выходных характеристик изделия с последующей оптимизацией параметров модели.

Модули технологического моделирования характеризуются следующими особенностями:

1. Большой выбор различных технологических процессов и соответствующих встроенных моделей – диффузия, ионная имплантация, травление, литография.

2. Большая скорость работы используемых аналитических моделей.

3. Возможность совместной работы со встроенными модулями приборного моделирования.

В данном случае для моделирования полевого гетероструктурного транзистора в среде Silvaco TCAD используется модуль MERCURY. Он создан конкретно для данного типа приборов, включает в себя большое количество физических моделей (ударная ионизация, туннельный ток, омические контакты и барьер Шоттки и др.). При этом модуль вполне хорошо взаимодействует с другими возможностями рабочей среды, будь то визуализация структуры или экстракция малосигнальных параметров транзистора, позволяя моделировать и решать несколько задач в рамках одного программного кода. Для расчета характеристик используется двумерная модель прибора. Если быть более точным, то MERCURY – это квазидвумерный симулятор, т.е. состоящий из двух одномерных симуляторов. Первый из них решает уравнение Пуассона перпендикулярно поверхности прибора в определенном диапазоне поверхностных состояний. Таким образом, описывается канальная область транзистора в одномерном пространстве. Второй решает уравнения транспорта носителей вдоль канала и рассчитывает выходные характеристики.

Известно, что на параметры транзистора влияет большое число факторов: последовательность эпитаксиальных слоев и их уровни легирования, качество контактов, геометрия рецесса и др. [2]. Формирование рецесса, иными словами, подзатворного углубления, является одной из наиболее критичных операций. Он определяет электрические параметры транзистора – ток насыщения, напряжения пробоя и величину отсечки. Если говорить точнее, то по мере увеличения глубины рецесса снижается ток насыщения транзистора (следовательно, ток потребления всей схемы) и увеличивается напряжение пробоя.

Основой процесса его формирования является жидкостное химическое травление слоев полупроводника за счет окислительно-восстановительной реакции. Физика травления достаточно сложна и практически не поддается моделированию, поэтому удобно оперировать одним из параметров рецесса – его геометрической формой. В гетероэпитаксиальных структурах рецесс формируется в барьерном слое с предварительным травлением контактного слоя. Для моделирования подзатворного углубления была выбрана довольно распространенная гетероструктура на подложке из GaAs. Контактный слой легирован на уровне $6 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Барьерная область AlGaAs включает в себя δ -легирование кремнием с концентрацией $5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Содержание алюминия в твердом растворе AlGaAs равно 0,25, содержание индия в канальном слое InGaAs равно 0,22. Отметим

наличие двух буферных слоев и сверхрешетки GaAs/AlAs для снижения коэффициента шума транзистора. Представленная структура является типичной и довольно часто используется для изготовления малозумящих усилительных устройств [3]. Параметры слоев могут варьироваться в зависимости от конкретных задач разработчика, например, мольная доля индия в канальном слое влияет на коэффициент усиления и шум транзистора. Предназначение слоев и принцип работы полевого транзистора здесь описаны не будут, так как все это широко представлено в различных литературных источниках. Последовательность слоев структуры приведена ниже:

- 1) GaAs – контактный слой – с толщиной 45 нм.
- 2) AlGaAs – барьерный слой – 35 нм.
- 3) AlGaAs – спейсер – 3 нм.
- 4) InGaAs – канальный слой – 15 нм.
- 5) GaAs – второй буферный слой – 700 нм.
- 6) GaAs/AlAs – сверхрешетка – 20 нм.
- 7) GaAs – первый буферный слой – 700 нм.

Параметры затвора в данной модели – это его местоположение, ширина, длина и внутреннее смещение барьера Шоттки. По необходимости задачи данной работы можно расширить и определить влияние, например, ширины затвора на выходные характеристики транзистора или длины затвора на S -параметры в необходимом диапазоне частот. В этом плане модель является достаточно гибкой и удобной. Важно отметить, что затвор представлен в виде идеального барьера Шоттки, т.е. влияние технологических факторов (конкретные слои металлизации, их сопротивление и высота потенциального барьера) отсутствует. Длина затвора – 0,4 мкм, ширина – 100 мкм, внутреннее смещение – 0,75 эВ.

Единственный параметр, требующий пояснения в данном случае, – длина затвора. Величина 0,4 мкм была выбрана как стабильно достигаемая при должном уровне электронной гигиены на предприятии и качестве затворной литографии. Более того, в настоящее время существуют промышленно выпускаемые транзисторы с длиной затвора 150 нм и менее. И опять же модель позволяет эффективно работать с любой требуемой величиной. При этом для уточнения характеристик транзистора автоматически запускаются модели термоэлектронной и туннельной эмиссии. Но опять же необходимо уточнить, что сток и исток транзистора в данной модели задаются как идеальные омические контакты, обладающие линейной симметричной вольт-амперной характеристикой.

Таким образом, их электрофизические и технологические особенности (последовательность и толщины слоев, удельное контактное сопротивление) не учитываются. Результаты моделирования транзистора с разной глубиной рецесса при прочих постоянных параметрах представлены на рис. 1. Для более наглядного вида изменения глубины травления масштабирование выбрано таким образом, что сверхрешетка GaAs/AlAs и первый буферный слой GaAs скрыты от читателя. Все электроды транзистора (сток, исток, затвор) графически не обозначаются.

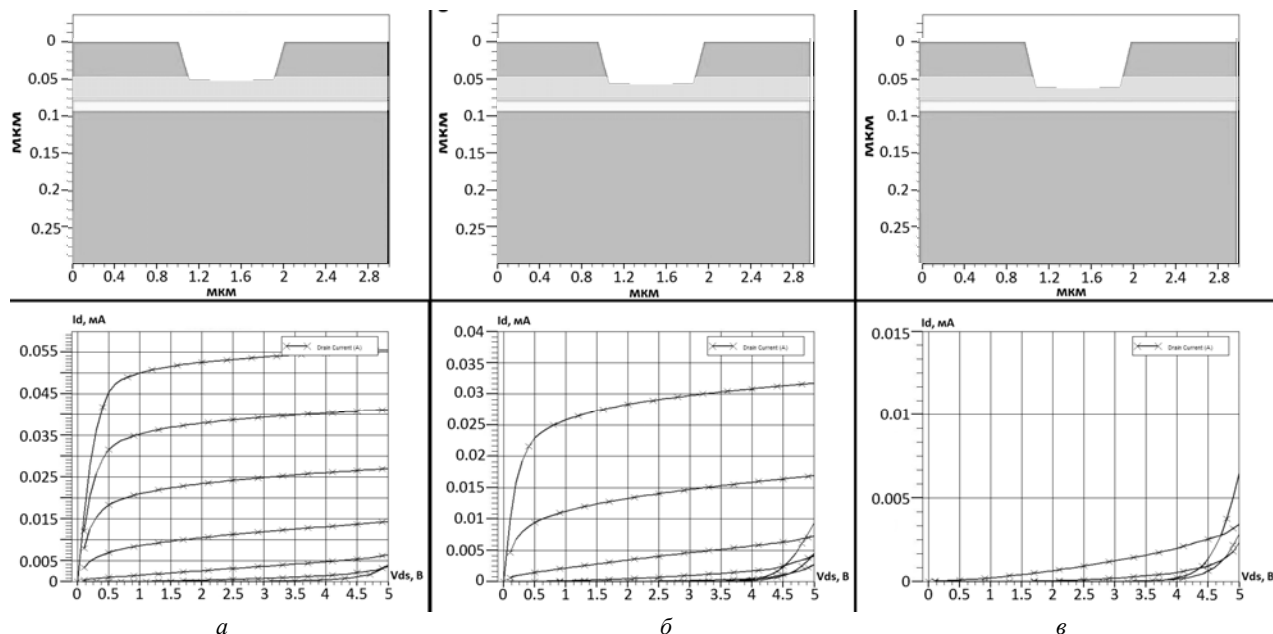


Рис. 1. Моделирование транзистора с разной глубиной рецесса: а – глубина равна 50 нм; б – 55 нм, в – 60 нм

Напряжение, подаваемое между затвором и истоком U_{gs} менялось в диапазоне от 0 до $-1,2$ В с шагом $0,2$ В. Предельное напряжение сток-исток U_{ds} составляло 5 В. Из рис. 1 видна закономерная зависимость характеристик от глубины рецесса. Ток насыщения снижается с увеличением глубины травления. При достижении глубины в 60 нм канал транзистора полностью перекрывается областью пространственного заряда. В первом случае ток насыщения составил 55 мА, во втором – около 30 мА. Отсечка изменилась с -1 до $-0,6$ В. Пробой наступал в районе $\sim 4,5$ В. Время расчета ВАХ составило ~ 45 с. Очевидно, что глубина рецесса более 55 нм недопустима для данной структуры или структуры с подобной конфигурацией используемых слоев.

Теоретически результаты моделирования согласуются с литературными источниками. Для подтверждения этого опять же обратимся к Ди Лоренцо

[2]. И хотя данное пособие не охватывает область гетероструктурных транзисторов, механизм формирования рецесса схож с MESFET-структурами. Стоит дополнить, что характер травления подзатворного углубления модели аналогичен реальным технологическим процессам, выполняемым лично автором.

Как уже было сказано выше, модель транзистора достаточно гибкая и позволяет получать зависимость не только вольт-амперных характеристик от глубины и геометрии рецесса, но и сверхвысокочастотные S -параметры в необходимом диапазоне частот. По умолчанию S -параметры выводятся на диаграмме Вольперта–Смита. Для демонстрации данной возможности был смоделирован транзистор с длиной затвора $0,35$ мкм, шириной 100 мкм и глубиной рецесса 55 нм. Параметры эпитаксиальных слоев прежние. Вид полученных S -параметров в диапазоне 1 – 20 ГГц представлен ниже (рис. 2).

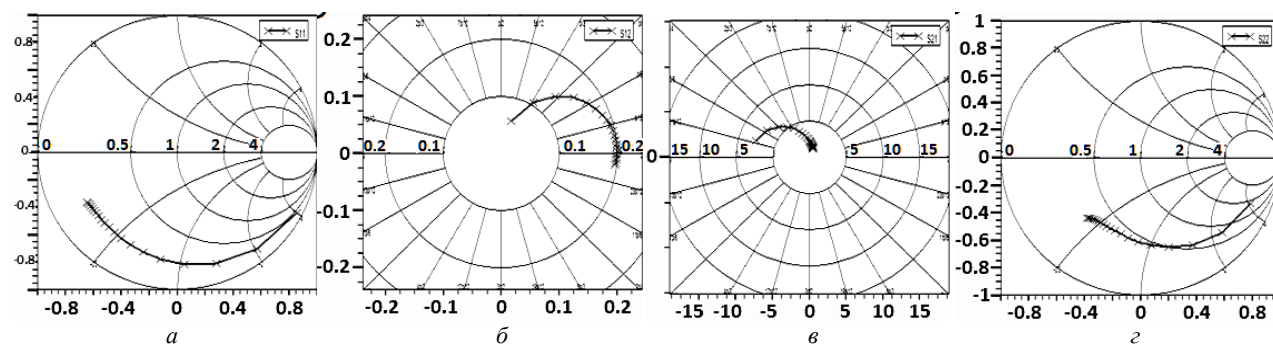


Рис. 2. Полученные S -параметры транзистора: а – S_{11} ; б – S_{12} ; в – S_{21} ; г – S_{22}

На диаграмме можно видеть взаимосвязь коэффициента отражения транзистора и импеданса: по оси абсцисс отложена вещественная часть коэффициента отражения, а по оси ординат – мнимая. Импеданс нанесен сеткой и представлен в виде нормированного сопротивления, представленного в сумме

активного и реактивного сопротивлений. Благодаря такому представлению можно пересчитать коэффициент отражения в нормированное значение сопротивление, найдя ближайшие к интересующей точке окружности постоянного активного и реактивного сопротивления. Стоит отметить, что S -параметры

можно выводить и сохранять в текстовом виде, например, в формате *s2p, а затем они интегрируются в САПР автоматизированного проектирования СВЧ-устройств. Оценить точность полученных значений без корреляции с реальными тестовыми структурами не представляется возможным. Время расчета составило ~120 с.

Заключение

В результате проделанной работы была создана модель полевого транзистора в среде Silvaco TCAD. Модель включает в себя набор различных входных параметров (длина и ширина затвора, глубина и геометрия рецесса, параметры эпитаксиальных слоев), а на выходе реализует ВАХ устройства, S-параметры и визуализирует структуру. Модель решает главную задачу выполняемой работы, а именно, описывает зависимость выходных характеристик от глубины рецесса.

Однако существенным недостатком разработанной модели является отсутствие возможности задания формы затвора (трапециевидный, Т-образный и др.), которая вносит существенный вклад в работу прибора.

Логично будет продолжить отладку имеющейся модели с помощью формирования тестовых структур, включающих в себя набор транзисторов с различной шириной затвора, непосредственно на пластине и сравнить характеристики «реальных» и «виртуальных» приборов.

Литература

1. Silvaco Device Simulation Framework [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.silvaco.com/products/tcad/device_simulation/device_simulation.html, свободный (дата обращения: 08.10.2015).
2. Ди Лоренцо Д.В. Полевые транзисторы на арсениде галлия / Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделуола. – М.: Радио и связь, 1988. – 211 с.
3. Fabrication and characteristics of extremely low-noise AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMT's / Hyung-Sup Yun, Jin-Hee Lee // Journal of the Korean Physical Society. Vol. 33, № 3. P. 741–744.

Ватюк Антон Андреевич

Магистрант каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: 8-961-890-22-04
Эл. почта: meo-dmt@yandex.ru

Vatyuk A.A.

Modeling of GaAs pHEMT parameters in Silvaco TCAD

Silvaco TCAD system was studied. The model of GaAs pHEMT was obtained. IV curves and S-parameters of this device were received.

Keywords: GaAs pHEMT, TCAD, recess etching.

УДК 621.313.282.2

Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман

Моделирование процессов в электромагнитном вибрационном преобразователе с потерями энергии в магнитопроводе

Работа направлена на повышение точности учета потерь энергии в магнитопроводе от действия вихревых токов и гистерезиса при моделировании динамических процессов в электромагнитных вибрационных преобразователях, используемых для генерирования механических колебаний, а также в иных электромагнитных устройствах дросселей или трансформаторов, применяемых в системах автоматики и радиоэлектроники. Рассмотрена схемная реализация динамических моделей, преимущественным способом расчета которых является возможность использования аппарата структурного моделирования в Matlab Simulink. Выполнено сравнение вариантов моделей между собой, учитывающее степень насыщения материала магнитопровода, нелинейность удельных потерь в стали, несинусоидальность изменения магнитного потока, а также форму периодического сигнала напряжения на входе преобразователя. Несмотря на разницу в подходах, показано, что ошибка в расчетах при сравнении вариантов моделей между собой не превышает 5%. Сделан вывод о целесообразности использования вариантов динамических моделей, исключающих неизбежные ошибки вычисления мощности потерь при наличии постоянной составляющей магнитного потока.

Ключевые слова: электромагнитный вибрационный преобразователь, электромагнитные устройства, потери энергии в магнитопроводе, динамические модели, методы структурного моделирования в Matlab Simulink.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-73-78

Постановка задачи

Электромагнитные вибрационные преобразователи энергии являются основным структурным звеном многих электромеханических систем и устройств, применяемых для генерирования низкочастотных механических колебаний и вибраций, различных по амплитуде и частоте [1–4].

В качестве исполнительных двигателей вибрационных преобразователей применяются электромагниты с подвижным сердечником, который взаимодействует с магнитным полем катушки или системой катушек получающих питание от периодического источника напряжения или тока. В конструктивном отношении электромагниты очень близки к электромагнитным устройствам дросселей или трансформаторов, широко применяемых в системах автоматики и радиоэлектроники.

Наибольшие трудности, возникающие при расчете динамических процессов подобных систем и устройств, связаны с количественным учетом магнитных потерь энергии в ферромагнитных элементах конструкции магнитопровода, вызванных вихревыми токами и гистерезисом.

В результате экспериментальных исследований электромагнитных вибрационных преобразователей, используемых в приводе ударных устройств, установлено, что потери энергии в стальных элементах магнитопровода составляют до 30–40% от всех видов потерь [5]. В целом это в два и более раз выше аналогичных потерь в отношении номинального режима для двигателей общепромышленного исполнения при питании от полупроводниковых преобразователей [6]. Очевидно, что расчет электромагнитных вибрационных преобразователей без учета процессов в стали может рассматриваться только в рамках качественного анализа. Важной составляющей такого учета является возможность применения в

схемной реализации динамических моделей, преимущественным способом расчета которых рассматривается использование аппарата структурного моделирования. Актуальность проводимых исследований обусловлена необходимостью совершенствования динамических моделей по количественному учету потерь энергии в магнитопроводе.

Целью проводимых исследований является сравнение подходов при моделировании динамических процессов в электромагнитном вибрационном преобразователе с потерями энергии в магнитопроводе методами и средствами структурного моделирования в Matlab Simulink.

Структурные схемы динамических моделей преобразователей с потерями энергии в магнитопроводе

Действие вихревых токов может приближенно рассматриваться как действие дополнительной короткозамкнутой обмотки. При допущении возможности замены контуров вихревых токов и полной магнитной связи намагничивающей и короткозамкнутой обмотки электрическая и магнитная цепи преобразователя при таком представлении описываются системой уравнений электрического и магнитного равновесия [7, 8]:

$$\begin{cases} u(t) = ir + w \frac{d\Phi}{dt}, \\ iw = i_{\mu} w + L_M \frac{d\Phi}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

где Φ – полный магнитный поток; w – число витков катушки преобразователя; iw – м.д.с. обмотки; $i_{\mu} w$ – намагничивающая сила; L_M – индуктивность магнитной цепи.

При допущении синусоидальности магнитного потока

$$L_M = \frac{2P_{ст}}{\omega^2 \Phi_m^2} = \frac{p_0 \gamma_{ст} l_{ст}}{2\pi^2 f^2 B_m^2 S_{ст}}$$

где $P_{ст}$ – мощность потерь в стальном магнитопроводе; p_0 – удельная мощность потерь; $\gamma_{ст}$ – плотность стали; $l_{ст}$, $S_{ст}$ – средняя длина и сечение магнитопровода; $\omega = 2\pi f$ – частота источника; Φ_m – амплитудное значение магнитного потока; B_m – амплитудное значение индукции.

В соответствии с системой (1) один из вариантов структурной схемы динамической модели электромагнитного преобразователя с потерями представлен на рис. 1.

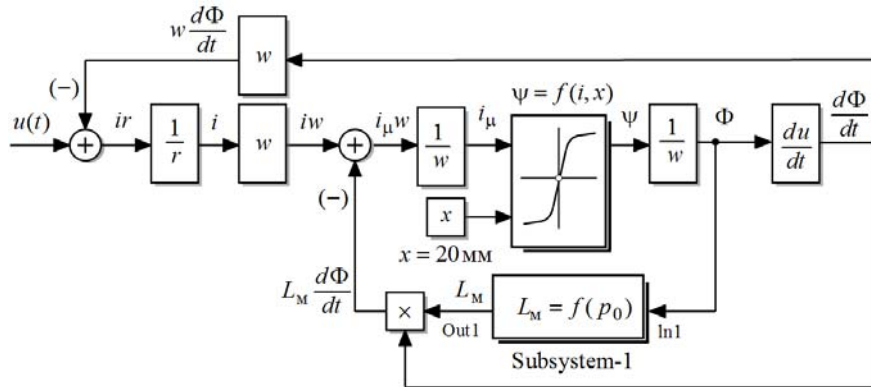


Рис. 1. Структурная схема динамической модели электромагнитного преобразователя с потерями энергии в короткозамкнутом контуре

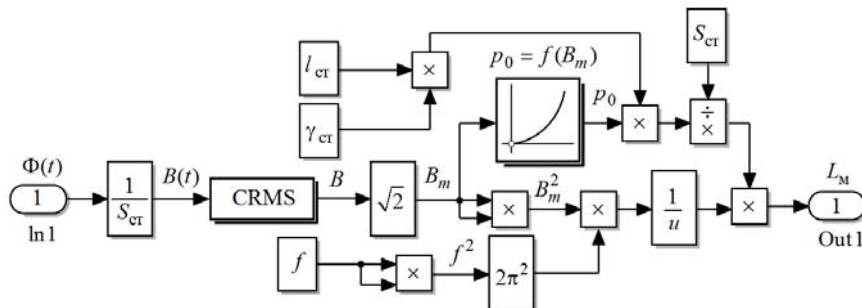


Рис. 2. Детализированная структурная схема подсистемы «Subsystem-1»

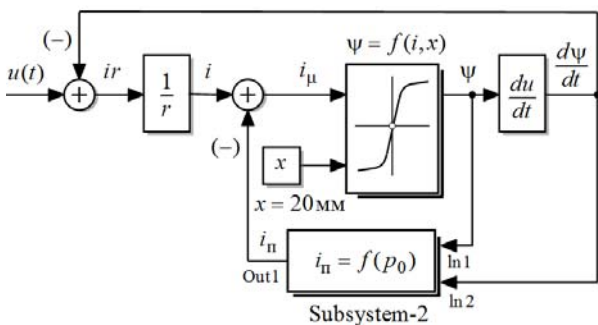


Рис. 3. Структурная схема динамической модели электромагнитного преобразователя с потерями

$$u(t) = ir + \frac{d\psi(i_\mu, x)}{dt} \quad (2)$$

Учет потерь энергии в массивном магнитопроводе осуществляется подсистемой «Subsystem-2». Действующий ток в катушке на входе преобразователя

Учет потерь энергии в массивном магнитопроводе осуществляется подсистемой «Subsystem-1». Детализированная структурная схема подсистемы «Subsystem-1» представлена на рис. 2. Входной величиной подсистемы является вектор магнитного потока. Величина, получаемая на выходе подсистемы, пропорциональна потерям энергии в стальном магнитопроводе.

Основываясь на уравнении электрического равновесия (2), на рис. 3 рассмотрена структурная схема преобразователя, отражающая физическую связь параметров электрической и магнитной цепей, основанная на параллельной схеме замещения [9].

$$I = \sqrt{I_\pi^2 + I_\mu^2}$$

где I_π – действующее значение тока потерь, совпадающего по фазе с напряжением, которое непосредственно связано с изменением основного магнитного потока; I_μ – действующее значение намагничивающего тока.

Составляющая тока потерь определяется из следующего соотношения:

$$I_\pi = \frac{P_{ст}}{E}$$

где $E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^2 dt}$ – ЭДС, связанная с изменением основного магнитного потока.

Ввиду малости активного сопротивления катушки и сопротивления рассеивания для рассматриваемых преобразователей энергии напряжение, связанное с изменением основного магнитного потока

и находящееся в противофазе с ЭДС, будет незначительно различаться по фазе с напряжением на входе цепи, и это позволяет с большой долей вероятности принять, что ток потерь и напряжение на входе цепи также совпадают по фазе.

При данном допущении один из вариантов детализированной структурной схемы, учитывающей потери энергии в стальном магнитопроводе модели рис. 3, приведен на рис. 4. Расчет потерь энергии в структурной схеме рис. 4 выполняется относительно основной гармоники магнитного потока, совпадающей с периодом напряжения на входе цепи. Выделение сигнала осуществляется с помощью блока

$F^{(1)}$ разложением несинусоидальной функции в ряд Фурье. Достоинством такого построения является отсутствие всякого рода ограничений по форме и симметрии несинусоидальной периодической кривой напряжения на входе преобразователя.

В предлагаемом варианте структурной схемы на рис. 5 действие магнитного потока предлагается рассматривать в виде эквивалентной синусоиды с действующим значением этого потока, равным действующему значению несинусоидальной функции

$$\Phi(t): \Phi_{\text{эКВ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\Phi(t)]^2 dt}.$$

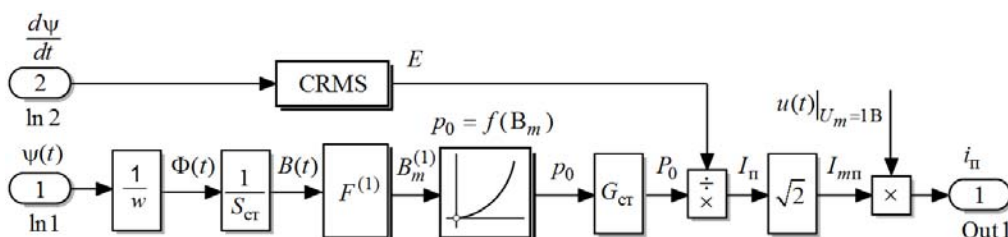


Рис. 4. Структурная схема модели подсистемы «Subsystem-2» (вариант-1) учета потерь энергии в магнитопроводе

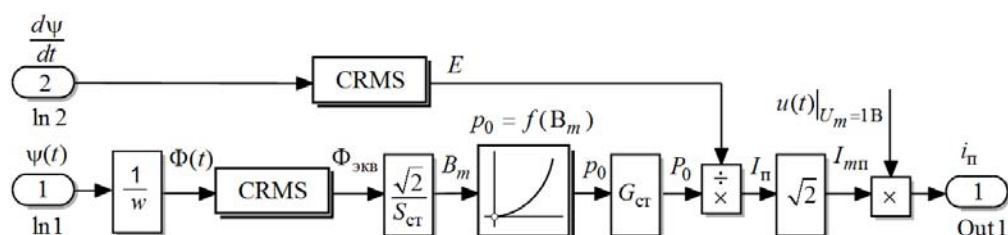


Рис. 5. Структурная схема модели подсистемы «Subsystem-2» (вариант-2) учета потерь энергии в магнитопроводе

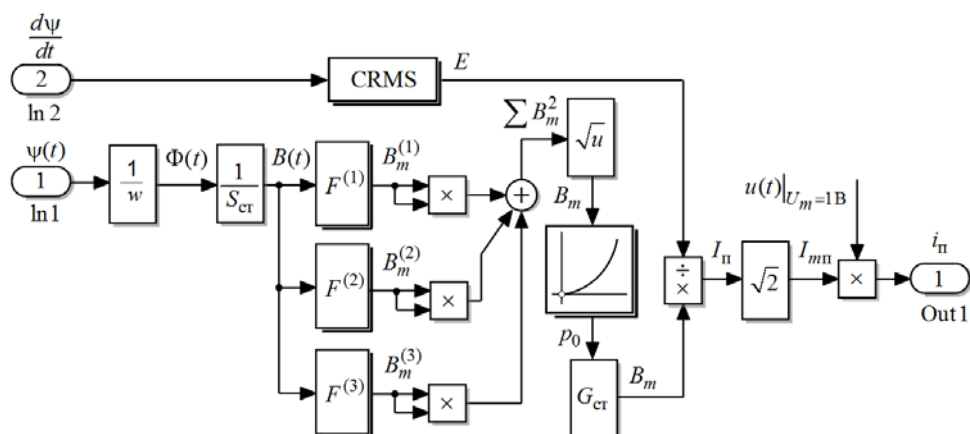


Рис. 6. Структурная схема модели подсистемы «Subsystem-2» (вариант-3) учета потерь энергии в магнитопроводе

Данное решение в некоторой степени позволяет учесть влияние гармоник более высокого порядка и этим скомпенсировать недостатки структурной схемы рис. 4. Однако на использование структурной схемы рис. 5 имеются ограничения по форме и симметрии кривой входного сигнала, который при разложении в ряд Фурье не должен содержать постоянной составляющей.

Избежать перечисленные недостатки вариантов схем на рис. 4 и 5 позволяет структурная схема, представленная на рис. 6. Учет потерь энергии в стальном магнитопроводе основан на разложении

несинусоидальной функции $B(t)$ в ряд Фурье до третьей гармоники включительно. При необходимости учтенный состав гармоник может быть значительно расширен.

Результирующее значение индукции определяется в виде эквивалентной синусоиды с амплитудным значением, равным $B_m = \sqrt{\sum_{k=1}^m [B_m^k]^2}$.

Для сравнения подходов к расчету магнитных потерь в стальных элементах рассматривалась тестовая модель электромагнита с фиксированным по-

ложением подвижного сердечника относительно неподвижного магнитопровода с координатой положения $x = 20$ мм [12].

В качестве исходных данных этой модели использовался массив значений опорных точек статических параметров потокоцепления $\psi(i, x)$, полученных с помощью расчета магнитного поля электромагнитного преобразователя с вполне определенной конфигурацией и размерами магнитной цепи [12, 13]. Задание функции двух аргументов $\psi(i, x)$ и интерполяция статических параметров в процессе счета осуществлялись с помощью блока двумерной таблицы $\psi(i, x)$ для фиксированных положений сердечника якоря. Электромагнитные характеристики материала магнитопровода соответствуют электротехнической стали марки «1212».

Учет потерь мощности в магнитопроводе осуществлялся через удельные потери в зависимости от степени его насыщения. Нелинейность характеристики потерь учитывалась с помощью блока одномерной таблицы $p_0 = f(B_m)$.

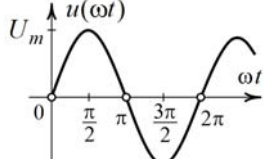
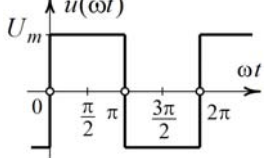
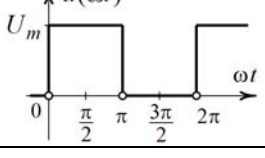
При расчете магнитных потерь исходили из суммарных потерь от гистерезиса и вихревых токов при различной частоте перемагничивания с использованием каталожных данных [10, 11], т.е. при до-

пущении равноценного влияния изменения индукции в материале магнитопровода как на одну, так и на вторую составляющие потерь.

Результаты исследований

Для анализа вариантов схем рис. 1–6 было выполнено компьютерное моделирование с использованием структурных моделей в среде Matlab Simulink. В ходе численного эксперимента методами структурного моделирования оценивались значения мощности потерь в стальном магнитопроводе $P_{ст}$, действующие значения тока катушки I , намагничивающего тока I_{μ} и тока потерь $I_{п}$ (таблица). Для повышения объективности и расширения границ эксперимента в качестве исходного сигнала на входе электромагнитного преобразователя рассматривались три различных по форме и одинаковых по частоте следования $f = 50$ Гц источника сигнала (см. таблицу). Синусоидальный источник сигнала с амплитудным значением напряжения $U_m = 380\sqrt{2}$ В. Периодический несинусоидальный источник в форме прямоугольных и разнополярных импульсов напряжения с действующим значением этого напряжения, равным действующему значению синусоидального источника и периодический несинусоидальный источник напряжения в форме прямоугольных импульсов напряжения положительной полярности.

Результаты численного анализа вариантов структурных моделей

Форма входного сигнала напряжения	Показатель	Схема варианта модели и подсистемы учета потерь энергии в стальном магнитопроводе				
		Рис. 1, рис. 2	Рис. 3, рис. 4	Рис. 3, рис. 5	Рис. 3, рис. 6	Максимальное расхождение показателя, %
	$P_{ст}$, Вт	27,330	27,103	27,327	27,104	0,83
	I , А	2,2489	2,2523	2,2522	2,2523	0,42
	I_{μ} , А	2,2467	2,2466	2,2466	2,2467	0,004
	$I_{п}$, А	0,07241	0,07163	0,07245	0,07163	1,13
	$P_{ст}$, Вт	20,292	19,413	20,297	19,8731	4,36
	I , А	2,3351	2,3388	2,3384	2,3387	0,16
	I_{μ} , А	2,3326	2,3356	2,3350	2,3353	0,13
	$I_{п}$, А	0,05406	0,05138	0,05407	0,05260	4,98
	$P_{ст}$, Вт	–	0,411	–	0,416	1,2
	I , А	–	5,6288	–	5,6289	0,002
	I_{μ} , А	–	5,6276	–	5,6275	0,002
	$I_{п}$, А	–	0,00975	–	0,00997	2,21

Анализируя значения расчетных показателей для разных вариантов схем (см. таблицу), учитывая равноценное влияние магнитных потерь от явлений, происходящих в стальном магнитопроводе, можно прийти к выводу, что расхождение результатов моделирования по мощности потерь и току для установившегося режима минимальны. Среднее расхождение результатов моделирования между максимальными и минимальными значениями показателей, полученных для различных форм периоди-

ческих сигналов напряжений, не превышает 1%. Максимальное расхождение по величине мощности потерь $P_{ст}$ составляет 4,36%, по току – 4,98%, т.е. меньше 5%. Имеющие место погрешности обусловлены, прежде всего, принимаемыми решениями по количественной оценке удельной мощности потерь, которая в большей степени оказывает влияние на показатель тока потерь $I_{п}$. Величина ошибки до 5%, вызванная различными подходами при учете

удельных магнитных потерь, существенно не сказывается на разнице в определении намагничивающего тока I_{μ} .

При этом среднее расхождение результатов численного расчета от эксперимента не превышало 5%. Полученные временные зависимости для тока в достаточной степени точности повторяют характер аналогичных зависимостей, рассчитанных по вариантам моделей на рис. 1–6, как и в случае исследования нестационарных процессов [8]. С точки зрения количественной оценки явлений, происходящих в магнитопроводе, в связи с хорошим совпадением результатов моделирования возможности практического использования вариантов схем примерно одинаковы.

Для большей универсальности моделей расчет удельных потерь мощности следует производить относительно основной гармоники индукции, при этом гармоническими составляющими индукции более высокого порядка можно пренебречь. В дальнейшем это позволит предотвратить неизбежные ошибки при вычислениях удельной мощности потерь в стальном магнитопроводе при наличии в составе несинусоидальной периодической функции $B(t)$ постоянной составляющей магнитной индукции, которая, как известно, на мощность потерь влияния не оказывает.

Заключение

1. Рассмотренные подходы и реализованные на их основе варианты схем по учету потерь энергии в магнитопроводе позволяют производить их количественную оценку при анализе электромагнитных процессов методами и средствами структурного моделирования в Matlab Simulink. Несмотря на разницу в подходах, расхождение результатов моделирования при сравнении вариантов моделей между собой не превышает 5%. Имеющие место погрешности в расчетах вызваны, прежде всего, различиями в подходах при количественной оценке удельной мощности потерь.

2. Полученные результаты могут оказаться полезными как при построении структурных моделей любых электромагнитных устройств, учитывающих влияние потерь энергии в магнитопроводе, так и при построении их математических аналогов для анализа различных режимов работы.

3. Наиболее предпочтительным подходом при реализации динамической модели электромагнитного преобразователя с потерями следует считать варианты схемной реализации на рис. 4 и 6, исключая неизбежные ошибки вычисления мощности потерь при наличии постоянной составляющей магнитного потока.

Литература

1. Певчев В.П. Электромагнитные приводы для импульсных и виброимпульсных технологий / В.П. Певчев, В.В. Ивашин, А.К. Кудинов // Изв. вузов. Электромеханика. – 2012. – № 1. – С. 72–75.

2. Угаров Г.Г. Перспективы развития силовых электромагнитных импульсных систем / Г.Г. Угаров, В.И. Мошкин // Вестник Курганского государственного университета. Сер. Технические науки. – 2013. – № 29. – С. 88–90.

3. Нейман Л.А. Низкочастотные ударные электромагнитные машины и технологии / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Актуальные проблемы в машиностроении. – 2014. – № 1. – С. 256–259.

4. Прессовое оборудование с линейным электромагнитным приводом для механизации технологических процессов ударной сборки и штамповки мелких изделий / В.А. Аксиотин, Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман, А.А. Скотников // Актуальные проблемы в машиностроении. – 2015. – № 2. – С. 220–224.

5. Ряшенцев Н.П. Электромагнитный привод линейных машин / Н.П. Ряшенцев, В.Н. Ряшенцев. – Новосибирск: Наука, 1985. – 153 с.

6. Новая серия частотно-регулируемых синхронных двигателей общего применения ОАО «НИПТИЭМ» / А.М. Зайцев, А.В. Захаров, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов // Электротехника. – 2008. – № 9. – С. 2–10.

7. Чунихин А.А. Электрические аппараты. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 720 с.

8. Нейман Л.А. Моделирование динамических процессов в электромагнитных преобразователях энергии для систем генерирования силовых воздействий и низкочастотных вибраций / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2015. – Т. 326, № 4. – С. 154–162.

9. Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.

10. Электротехнический справочник: в 2 т. / под ред. П.Г. Грудинского и др. – Т. 1. – 4-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1971. – 880 с.

11. Дружинин В.В. Магнитные свойства электро-технической стали. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.

12. Нейман Л.А. Решение задачи учета нелинейных свойств динамической модели электромагнитного привода / Л.А. Нейман, А.С. Шабанов, В.Ю. Нейман // Теория и практика современной науки: матер. XIX Междунар. науч.-практ. конф. / Научно-информационный издательский центр «Институт стратегических исследований». – М., 2015. – С. 58–63.

13. Нейман Л.А. Динамическая модель электромагнитного привода колебательного движения для систем генерирования низкочастотных вибраций / Л.А. Нейман, В.Ю. Нейман // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2015. – № 3(28). – С. 75–87.

Нейман Людмила Андреевна

Докторант, канд. техн. наук, доцент каф. электротехнических комплексов Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: +7 (383-3) 51-22-66
Эл. почта: neyman@ngs.ru

Нейман Владимир Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. теоретических основ электротехники НГТУ
Тел.: +7 (383-3) 46-04-42
Эл. почта: nv.nstu@ngs.ru

Neyman L.A., Neyman V.Yu.

Simulation of Processes in an Electromagnetic Vibration Converter with Power Loss in the Steel Magnetic Core

The paper is focused on more accurate simulation of magnetic core eddy currents and hysteresis power loss for dynamical processes in electromagnetic vibration converters generating mechanical oscillations and other electromagnetic units of throttles and transformers applied in automatic and radio-electronic systems. The dynamic model circuit designs are analyzed with the structured modeling method using Matlab

Simulink. Several models comparative analysis has been made with respect to magnetic core material saturation degree, specific iron loss non-linearity, magnetic flux non-sinusoidal change and periodical input voltage form. In spite of different approaches calculation error for all considered models is no more than 5%. It has been proved that the dynamic model is free of power loss calculation error when magnetic flux DC component occurs.

Keywords: electromagnetic vibration converter, electromagnetic units, power loss in magnetic core, dynamical model, structured modeling in Matlab Simulink.

УДК 621.37

Р.Р. Газизов, А.М. Заблоцкий, Т.Т. Газизов

Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками

Показана актуальность исследования особенностей распространения сверхкоротких импульсов (СКИ) и локализации максимумов сигнала вдоль связанных линий. Вычислены первичные и вторичные параметры микрополосковой С-секции при сближении её проводников и формы распространяющегося в ней СКИ. Выявлен и локализован максимум напряжения, в два раза превышающий амплитуду сигнала на входе и выходе и смещающийся от центра к выходу С-секции.

Ключевые слова: С-секция, печатная плата, локализация максимумов сигнала, электромагнитная совместимость.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-79-82

Связанные линии достаточно хорошо изучены и исследованы [1, 2]. Однако особенности явлений, происходящих при значительном увеличении взаимной связи между проводниками, изучены недостаточно. Кроме того, большинство исследований проведено в частотной области, тогда как временной уделено меньше внимания. Между тем изучение процессов во временной области позволит усовершенствовать защиту от сверхкоротких импульсов (СКИ) [3, 4]. Актуальны выявление и локализация максимумов сигнала в связанных линиях, поскольку результаты могут быть полезны для выявления и локализации мест возможных паразитных взаимодействий, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и информационной безопасности. Другим применением может быть определение мест установки датчиков контроля полезных сигналов или мониторинга помеховых сигналов, обеспечивающих требуемую чувствительность, что также важно для повышения помехозащищенности и надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) [5].

Для таких исследований целесообразно использовать компьютерное моделирование. Это связано с необходимостью вычисления форм сигнала в большом числе точек вдоль каждого проводника сложных структур. Другой причиной является искажение сигнала входным импедансом измерителя. При разработке сложных печатных плат с высокой плотностью трассировки повсеместно используют системы компьютерного моделирования, обеспечивающие анализ и визуализацию параметров сигнала, что позволяет лучше оценить процессы, происходящие в них.

Для анализа межсоединений печатных плат широко используют квазистатический подход, так как схемотехнический анализ не всегда позволяет получить результаты достаточной точности, а электродинамический требует значительных вычислительных затрат. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП)

описаны в работах [6, 7]. На основе данной теории разработаны алгоритмы вычисления временного отклика [8], которые позволяют выполнить вычисления значений токов и напряжений только в узлах схемы.

Представлены первые результаты по реализации в системе TALGAT вычисления токов вдоль каждого проводника межсоединения печатной платы [9, 10], а также напряженности создаваемого электрического поля [11]. Основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, на основе которых усовершенствовано вычисление временного отклика в системе TALGAT [12], приведены в [5]. В данной работе продемонстрирована возможность нахождения и отображения местоположения максимальных амплитуд напряжений и токов на примере микрополосковой меандровой линии из двух витков. Выявлен и локализован максимум амплитуд напряжений, который в 1,14 раза превышает входное напряжение. Обоснованность результатов, полученных с помощью квазистатического моделирования, доказана их совпадением с результатами электродинамического анализа. Однако особенности распространения СКИ вдоль меандровых линий изучены недостаточно. Цель данной работы – восполнить этот пробел.

Метод исследования

Для более ясного понимания характера изменения формы СКИ рассмотрена меандровая линия из одного витка. Такую линию называют С-секцией [13]. Выбран её микрополосковый вариант, включенный в тракт 50 Ом, с длиной полувитков по 27 мм (рис. 1). При такой длине выбранный в качестве воздействия СКИ в форме трапеции амплитудой 1 В, с длительностью фронта, вершины и спада по 0,1 нс полностью разлагается на два импульса [3].

Ширина проводника (w) – 0,489 мм, толщина проводника (t) – 0,1 мм, толщина диэлектрика (h) – 0,3 мм, $d=2*w$, диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) – 4. Для исследования особенностей возникно-

вения максимумов амплитуд усиливалась взаимная связь между проводниками с помощью уменьшения расстояния между ними. Моделирование специально выполнено без учета потерь, чтобы они не ослабляли влияние факторов, увеличивающих амплитуду сигнала. Для визуального отображения изменения форм сигнала в доступной авторам системе TALGAT на принципиальной схеме указывался начальный узел А и конечный узел В. Каждый полувиток меандровой линии передачи разделен на 50 сегментов, в каждом из которых вычислены формы напряжений.

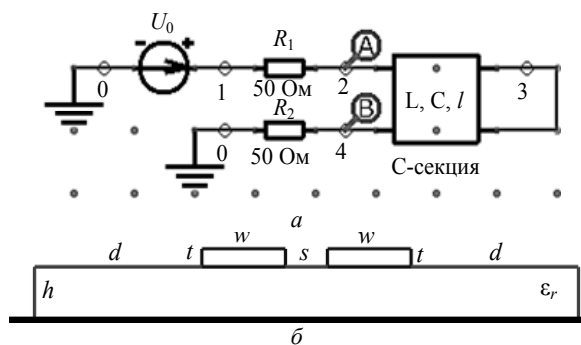


Рис. 1. Схема включения (а) и поперечное сечение (б) микрополосковой С-секции

Результаты моделирования

Выполнены вычисления для 22 разных расстояний между полувитками (s уменьшалось с 0,4 мм до 1 мкм) но приведены результаты только для 6 вычислений с наиболее различными результатами.

Рассмотрим изменение форм сигнала на выходе линии (узел 4) из рис. 2. Первый положительный импульс является ближней перекрестной помехой. Его амплитуда увеличивается до 0,26 В. Амплитуда второго положительного импульса уменьшается в 2 раза (с 0,5 до 0,24 В). Примечательно, что при $s=1$ мкм амплитуда помехи становится больше, чем у основного импульса.

Рассмотрим изменение форм сигнала на входе линии (узел 2) из рис. 2. Амплитуда его первого положительного импульса уменьшается в 1,5 раза (с 0,5 до 0,33 В). Амплитуда второго положительного импульса наоборот – сначала увеличивается приблизительно в 5 раз (с 0,06 до 0,32 В). При $s = 8$ мкм она равна 0,32 В, однако при s менее 8 мкм амплитуда идет на спад (до 0,29 В). Абсолютное значение амплитуды первого отрицательного импульса, подобно второму положительному импульсу, сначала увеличивается в 2 раза (с $-0,06$ до $-0,13$ В) и после $s = 8$ мкм уменьшается почти в 4 раза (до $-0,034$ В).

Рассмотрим изменение форм с максимальными амплитудами сигнала. Амплитуды меняются незначительно: сначала постепенно увеличиваются с 0,578 до 0,633 В (при $s = 10$ мкм), а затем уменьшаются до 0,6 В. Тем не менее при последнем вычислении (рис. 2, е) амплитуда максимума превышает амплитуду сигнала на входе и выходе в 2 раза.

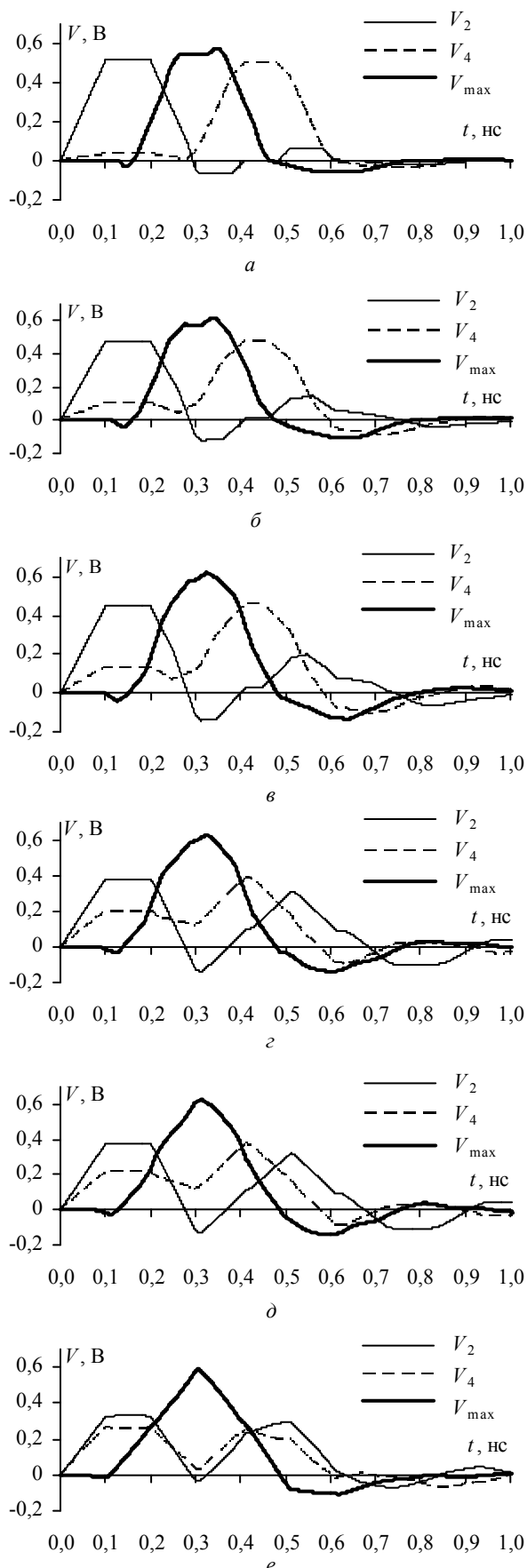


Рис. 2. Формы сигнала при $s = 400$ (а); 80 (б); 40 (в); 10 (г), 8 (д), 1 (е) мкм

Геометрические, первичные и вторичные параметры связанных линий, максимальные значения амплитуд вычисленных напряжений, номер сегмента, в котором локализован максимум, среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод приведены в таблице. Все локализованные максимумы находятся во втором проводнике – между узлами 3 и 4 (см. рис. 1, а). Интересен и тот факт, что при увеличении взаимной связи между

полувитками локализованные максимумы смещаются ближе к центру полувитка.

Значение среднего геометрического значения волновых сопротивлений четной и нечетной мод снижается с 52 до 11 Ом. Целесообразно проверить, как его выравнивание с нагрузками повлияет на сигналы. Формы сигнала для $s = 1$ мкм при $R_1 = R_2 = 11,1$ Ом приведены на рис. 3.

Параметры С-секции

s , МКМ	V_{max} , В	№ сегм.	L_{11} , нГн/м	L_{12} , нГн/м	C_{11} , пФ/м	C_{12} , пФ/м	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	z_o , Ом	z_e , Ом	$(z_e z_o)^{0,5}$, Ом
400	0,5778	47	294,03	53,54	103,81	-10,28	5,2375	5,70120	60,96	45,91	52,9
80	0,6205	45	269,45	124,38	122,73	-37,85	4,8263	5,78107	68,12	30,05	45,2
40	0,6272	44	253,9	148,72	141,3	-58,13	4,5798	5,78677	69,57	22,96	39,9
10	0,6333	41	226,83	182,92	225,02	-143,24	4,0214	5,78884	70,78	10,91	27,8
8	0,6330	40	223,67	186,58	250,06	-168,38	3,9394	5,78897	70,86	9,41	25,8
6	0,6306	40	220,13	190,6	290,66	-209,07	3,8415	5,78911	70,95	7,68	23,3
4	0,6262	39	216,15	195,09	369,51	-288,02	3,7208	5,78915	71,03	5,65	20,03
2	0,6138	36	211,56	200,18	598,75	-517,36	3,5642	5,78922	71,12	3,19	15,06
1	0,6012	37	208,97	203,02	1047,75	-966,40	3,4636	5,78913	71,16	1,719	11,06

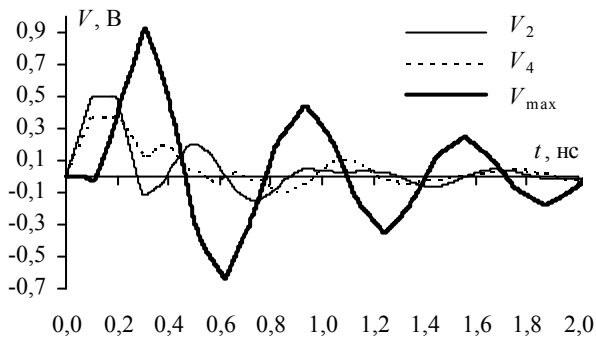


Рис. 3. Формы сигнала при $s = 1$ мкм, $R_1 = R_2 = 11,1$ Ом

На входе линии первый импульс имеет амплитуду 0,5 В, т.е. половину ЭДС, что соответствует согласованию. Локализованный максимум сместился на два сегмента относительно случая из рис. 2, е в сегмент 35 полувитка между узлами 3 и 4. Его амплитуда увеличилась до 0,92 В. В данном сегменте наблюдаются затухающие колебания сигнала. На выходе линии наблюдается сильное ослабление сигнала, причем амплитуда перекрестной помехи (0,38 В) значительно превышает амплитуду основного импульса (0,19 В). Таким образом, при согласовании линии сохраняется превышение амплитуды локализованного максимума над амплитудой сигнала на входе и выходе.

Для верификации квазистатического моделирования системой TALGAT выполнено электродинамическое моделирование системой CST MWS [14] при прочих равных условиях (рис. 4). Сравнение форм напряжений в точке локализованного максимума при $s = 1$ мкм показывает хорошее согласование основной формы импульса.

Общая причина возникновения максимума напряжения заключается в перераспределении энергии сигнала между проводниками и вдоль линии из-за его отражений. Сигнал в любой точке линии можно

представить суммой падающих и отраженных волн четной и нечетной мод. В данной линии они распространяются (как следует из таблицы) с разными задержками, волновыми сопротивлениями и коэффициентами отражения от концов линии. При этом их различие увеличивается с увеличением связи из-за сближения проводников. Особенно сильно сказывается различие коэффициентов отражения четной и нечетной мод от перемычки проводников, где граничные условия близки (если пренебречь неоднородностями) к холостому ходу для четной моды и короткому замыканию для нечетной. Результирующее сложение импульсов, пришедших в заданную точку с разной полярностью и задержками, может приводить к превышению напряжения.

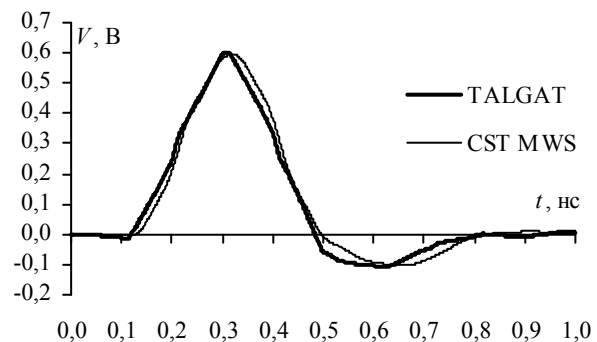


Рис. 4. Сравнение результатов моделирования для рис. 2, е

Заключение

Таким образом, в результате работы выявлены зависимости формы напряжения СКИ вдоль проводников микрополосковой С-секции от расстояния между её проводниками. Локализован максимум напряжения СКИ, в два раза превышающий амплитуду СКИ на входе и выходе. Полученные результаты показывают актуальность вычислений форм напряжений и токов вдоль проводников связанных линии передачи, а также выявления и локализации макси-

мумов амплитуд напряжений и токов. Можно предположить, что при наличии подобных структур в печатных платах больших размеров с высокой плотностью трассировки превышения напряжения вызовут значительные паразитные взаимовлияния или излучения.

Разработка программного обеспечения осуществлена в рамках выполнения проектной части государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России. Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с.

2. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.

3. Surovtsev R.S. Pulse Decomposition in a Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation, May 2015. – 7 p.

4. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses / A.T. Gazizov // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015) / Design and Testing of Protective Devices and Test Methods. Jeju-si, Jeju Province, South Korea, 3–8 August 2015. – 4 p.

5. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT / P.P. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 4(38). – С. 147–150.

6. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.

7. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

8. Djordjevic A.R. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1987. – Vol. 35, № 10. – P. 898–907.

9. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Студент и научно-технический прогресс: сб. тезисов междунар. науч. студ. конф. МНСК–2013. – Новосибирск, 2013. – С. 76.

10. Газизов Р.Р. Результаты квазистатического анализа токов вдоль отрезка многопроводной шины печатной платы // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых.

Томск, 15–17 мая 2013 г. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 103–105.

11. Газизов Р.Р. Программный модуль для динамической визуализации токов и электромагнитного поля печатной платы // Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 12–14 ноября 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014. – С. 200–202.

12. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

13. Zysman G.I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium / G.I. Zysman, A.K. Jonson // IEEE Trans. on MTT. – 1969. – Vol. MTT-17, № 10. – P. 753–759.

14. CST microwave studio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cst.com/products/CSTMWS>, свободный (дата обращения: 11.02.2016).

Газизов Руслан Рифатович

Студент каф. КИБЭВС, лаборант-исследователь науч.-исслед. лаборатории

«Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» (НИЛ «БЭМС РЭС») ТУСУРА
Тел.: +7-923-431-77-24

Эл. почта: ruslangazizow@gmail.com

Заболоцкий Александр Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ, зав. НИЛ «БЭМС РЭС»
Тел.: +7-913-824-23-06

Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Газизов Тимур Тальгатович

Канд. техн. наук, доцент каф. информатики физико-математического факультета

Томского государственного педагогического университета, науч. сотр. НИЛ «БЭМС РЭС»
Тел.: +7-913-824-90-50

Эл. почта: timurtsk@gmail.com

Gazizov R.R., Zabolotsky A.M., Gazizov T.T.

Research on ultrashort pulse propagation in microstrip C-section with varied separation between coupled conductors

The relevance of research on special aspects of ultrashort pulse propagation and signal maximum localization in the coupled lines is shown. Primary and secondary parameters of microstrip C-section with closer separation of its conductors and waveforms of propagating ultrashort pulse are calculated. We have revealed and localized voltage maximum doubling the signal amplitude at the input and output and is also moving from joint to the end of the line.

Keywords: C-section, PCB, signal maximum localization, electromagnetic compatibility.

УДК 62-533.65

И.А. Лебедев, А.П. Пономарёв

Модель термообработки металлических изделий в вакуумных электрических печах сопротивления

Приводятся результаты исследований процессов нагрева металлических труб в вакуумных электропечах сопротивления, проводимых с помощью программного обеспечения, написанного на языках C++, Matlab и реализованного на базе персонального компьютера. Суть предложенной модели заключается в представлении всего печного пространства в виде массива точек с некоторыми физическими и оптическими свойствами, связанных между собой путем лучистого обмена и теплопроводности. Оптические свойства принимаются независимыми от длины волны, а отражение чисто диффузионным. В качестве модели теплопроводности используется механизм передачи тепла через однородную плоскую стенку при стационарных условиях.

Численные исследования полученной модели показывают различия в нагреве трубы, в зависимости от их количества и положения. Исследуется неравномерность нагрева вдоль отжигаемого изделия, и предлагаются способы его уменьшения.

Ключевые слова: моделирование, ПИД-управление, тепломассоперенос, теплопроводность, угловой коэффициент, излучение, электрическая печь сопротивления, управление.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-83-89

Вакуумные печные агрегаты (рис. 1) нашли широкое применение для проведения термических отжигов металлических изделий различного назначения. Одним из важнейших преимуществ электронагрева в вакууме является возможность безокислительного нагрева металлов.

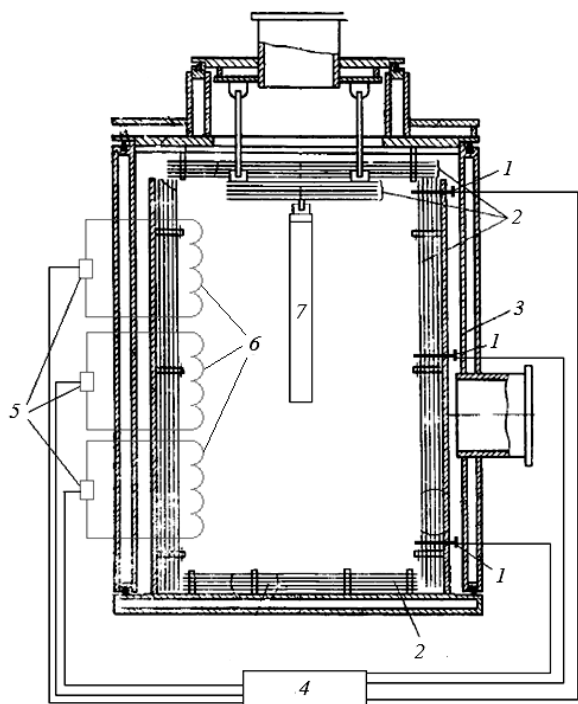


Рис. 1. Типичная схема устройства вакуумного печного агрегата: 1 – датчики температуры; 2 – экраны из молибдена; 3 – цилиндр из нержавеющей стали (вспомогательный кожух); 4 – контроллер; 5 – преобразователи напряжения; 6 – нагреватели; 7 – отжигаемое изделие

На предприятиях для термообработки металлических изделий (например, труб) часто используются вакуумные печные агрегаты. Особенностью данных агрегатов является большая потребляемая мощ-

ность и значительное время работы в динамических режимах, что усложняет расчет оптимального управления и ведет к значительным энергетическим потерям. Подавляющее большинство существующих алгоритмов управления не учитывают большую аккумулялирующую способность печных агрегатов (запаздывание) и неточность задания начальных условий. Теоретические исследования показывают, что в случае оптимального управления нагревом можно сэкономить порядка 10–30% электроэнергии [1].

Контроль равномерности температуры рабочего пространства печи обеспечивает стабильность параметров качества (микроструктуры, механических свойств) термически обработанных труб [2]. К тому же более корректное управление позволяет продлить срок эксплуатации печного агрегата. Одним из главных сдерживающих факторов повсеместного внедрения оптимального энергосберегающего управления является отсутствие наглядной и универсальной модели распределения тепловых потоков внутри печных агрегатов, вследствие чего на производстве нет точной информации о происходящих внутри рабочего объема тепловых процессах, например степени нагрева изделий, наличия градиента температуры вдоль изделия и т.д.

Чаще всего режим работы нагревателей обеспечивается системой автоматического регулирования (САР) на базе многоконтурного ПИД-регулирования. САР в общем случае многомерная, в структуре таких систем всегда присутствуют перекрёстные связи. Функционирование таких связей приводит к изменению температурного поля в рабочем объеме. Другими словами, управляющее воздействие на любой из контуров влияет на параметры управления двух других контуров.

Для подстройки коэффициентов ПИД-управления существует в данный момент процедура, называемая тарировкой: вместо труб (правильнее вместе с трубами) в печном пространстве равномерно раз-

мешают термодатчики (ТД). По отклонениям измеренной величины температуры от температуры технологического режима (уставки) находятся поправки для коэффициентов.

Существующие системы управления не учитывают распространение энергии излучением, в том числе свойство поверхности (коэффициенты отражения) и положение изделия относительно нагревателей.

Следует отметить, что прямой контроль температуры непосредственно вдоль изделия практически невозможен в техпроцессе. В качестве решения предлагается использовать компьютерную модель изменения величины локального нагрева и вычислить неравномерность нагрева изделий; использовать результаты расчета для динамической адаптации САУ раздельно для каждой зоны нагрева.

Строгое математическое описание процессов лучистого теплообмена возможно на базе интегральных уравнений Фредгольма второго рода, составленных для плотности потока излучения. Точное решение указанных интегральных уравнений даже для системы просто геометрической формы представляет собой сложную задачу, которая многократно усложняется для промышленных агрегатов. В отличие от остальных процессов теплопереноса, при которых обмен энергии происходит лишь локально, при радиационном теплообмене каждая точка среды находится в непосредственном взаимодействии со всем пространством, и решение интегро-дифференциальных уравнений, описывающих этот процесс, очень трудоемко. Разработке точных методов расчета препятствует также сложный характер излучаемого спектра участвующих в теплообмене тел. В связи с этим широкое распространение получила разработка приближенных методов решения задач сложного теплообмена, но стоит отметить, что ни один из них нельзя считать достаточно универсальным и подходящим для любых ситуаций.

Проведенный обзор [3] показал, что «существует большое количество различных методов решения задач радиационного теплопереноса. Основные подходы к решению уравнения радиационного теплопереноса по способу его аппроксимации можно условно разделить на несколько групп:

- P_n -приближения метода сферических гармоник;
- методы Монте-Карло;
- зональные методы;
- методы дискретных направлений;
- метод дискретного переноса.

Первая группа методов [4–7] основана на представлении исходного интегродифференциального уравнения переноса излучения в форме дифференциальных уравнений второго порядка – P_n -приближения метода сферических гармоник. Наиболее простое и распространенное из них – это P_1 -приближение (диффузионное приближение), которое может быть получено в том числе прямым интегрированием уравнения переноса излучения по всему

телесному углу. Для улучшения точности P_n -метода существует его модификация, «основанная на использовании самостоятельных разложений [8] в каждой из полусфер в одномерном случае и в каждой из четверти сферы – в двумерном.

В качестве второй группы методов решения уравнения радиационного переноса можно выделить методы Монте-Карло. В общем случае метод Монте-Карло – это численный метод решения математических задач при помощи моделирования случайных величин. При использовании методов Монте-Карло применительно к решению задач переноса лучистой энергии распространение излучения представляется в виде случайной марковской цепи столкновений фотонов или дискретных порций энергии с веществом, приводящих либо к его поглощению, либо к рассеянию [9].

Третья группа – это зональные методы. Основы прикладного зонального метода расчета радиационного и сложного теплообмена были заложены в работах Г.Л. Поляка, Ю.А. Суринова, А.С. Невского, В.Н. Адрианова, Х. Хоттеля. Дальнейшее развитие методы расчета топок получили в работах В.М. Седлкина, В.Г. Лисиенко, Ю.А. Журавлева и др. В основе зональных методов лежит деление излучающей объемной среды и ограничивающих поверхностей на ряд зон, теплофизические параметры в пределах каждой из которых считаются постоянными. Каждая из зон связана с другими через обобщенные угловые коэффициенты излучения, показывающие, какая доля энергии, излученной в одной зоне, достигает другой зоны и поглощается ею. Для нахождения обобщенных угловых коэффициентов излучения в геометрически сложных объектах может использоваться метод Монте-Карло [10].

Четвертая группа – методы дискретных направлений, в которых проводится дискретизация не только пространственная, но и угловая. В этих методах все угловое пространство разбивается на ряд дискретных телесных углов, внутри которых интенсивность излучения постоянна. К данной группе примыкают потоковые, дискретно-ординатные (ДОМ – впервые был предложен Чандрасекхаром [11] как обобщение метода Шустера–Шварцшильда) и конечно-объемные методы (КОМ).

Отдельно можно выделить метод, разработанный Локвудом и Шахом [12]. Метод дискретного переноса является гибридным подходом, обладающим многими чертами потоковых и Монте-Карло методов.

Для решения поставленной задачи поиска оптимального управления нагревом вакуумных электрических печных агрегатов необходимо разработать простую, но достаточно точную модель процессов теплопереноса, позволяющую в конечном итоге перейти к удобной для управления форме Коши. В качестве основы ПО предложена модифицированная математическая модель процесса нагрева изделий в вакууме на основе зонального метода расчета.

Разработанное программное обеспечение позволяет оценивать величину неравномерности нагрева в зависимости от начальных условий, конструктивных особенностей и технологических режимов (мощности, количества нагревательных элементов, скорости нагрева и т.д.).

Постановка задачи

Задача состоит в том, чтобы разработать модель распределения тепловых потоков внутри печного пространства с учетом поступающей на нагреватели энергии. В этом случае электрическая мощность будет выступать в роли управления. Задача будет состоять в том, что бы найти такое управление, которое начиная с момента времени t_1 будет уменьшать неравномерность распределения температуры вдоль изделия до заданного ε за конечный промежуток времени $[t_1, t_2]$ и выдерживать её в течение заданного промежутка времени $[t_2, t_3]$.

$$|z_i^* - z_i(t)| < \varepsilon, i = \overline{1, n}, t_2 < t < t_3,$$

где $z_i(t)$ – температура точек изделия; z_i^* – требуемое значение температуры; n – количество точек изделия; ε – заданное число, выбираемое исходя из технологических требований.

При выполнении условия обеспечивается равномерный нагрев изделия по длине.

Математическая модель распределения тепловых потоков

Рассмотрим произвольную замкнутую систему из N серых тел (элементарных ячеек) с заданным полем распределения температуры и оптических свойств. Каждая i -я ячейка системы имеет k_i количество излучающих поверхностей и s_i связей по теплопроводности (находясь в составе сложного тела). В течение промежутка времени Δt система считается стационарной, тогда уравнение теплового баланса i -й ячейки на конец периода дискретности можно записать:

$$c_i m_i \Delta T_i = (Q_i^W + Q_i^S + Q_i^A) \Delta t \quad \text{или} \quad \frac{\Delta T}{\Delta t} = \beta_i \cdot (Q_i^W + Q_i^S + Q_i^A), \quad \beta_i = \frac{1}{c_i m_i}, \quad (1)$$

где Q_i^W – электрическая составляющая или мощность электрического нагрева; Q_i^A – составляющая лучистого обмена; Q_i^S – составляющая теплопроводности; c_i – теплоёмкость; m_i – масса; ΔT_i – изменение температуры за период дискретности Δt .

Расчет составляющей лучистого обмена

Результирующий поток лучистой энергии i -й ячейки есть сумма результирующих потоков каждой её поверхности [13–18]:

$$Q_i^A = \sum_{j=1}^{k_i} Q_{i,j}^A \\ Q_{i,j}^A = (\varepsilon_{i,j} \cdot E_{i,j}^{\text{пад}} - E_{i,j}^{\text{соб}}) \cdot F_{i,j}$$

где $\varepsilon_{i,j}$ – степень черноты; $E_{i,j}^{\text{пад}}$ – плотность потока падающего излучения; $E_{i,j}^{\text{соб}}$ – плотность потока собственного излучения; $F_{i,j}$ – площадь.

Плотность потока падающего излучения зависит от расположения излучающей поверхности относительно остальной системы:

$$E_{i,j}^{\text{пад}} = \sum_{p=1}^N \sum_{r=1}^{k_p} E_{p,r}^{\text{соб}} \cdot \Phi_{(i,j),(p,r)}$$

Согласно закону Стефана–Больцмана собственное излучение пропорционально четвертой степени температуры, тогда

$$E_{i,j}^{\text{соб}} = \varepsilon_{i,j} \sigma T_{i,j}^4,$$

$$Q_{i,j}^A = (\varepsilon_{i,j} \cdot \sum_{p=1}^N \sum_{r=1}^{k_p} \varepsilon_{p,r} \sigma T_{p,r}^4 \Phi_{(i,j),(p,r)} - \varepsilon_{i,j} \sigma T_{i,j}^4) F_{i,j},$$

$$Q_{i,j}^A = \varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j} \cdot \sigma \left(\sum_{p=1}^N \sum_{r=1}^{k_p} \varepsilon_{p,r} T_{p,r}^4 \Phi_{(i,j),(p,r)} - T_{i,j}^4 \right),$$

$$Q_i^A = \sum_{j=1}^{k_i} (\varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j} \cdot \sigma \left(\sum_{p=1}^N \sum_{r=1}^{k_p} \varepsilon_{p,r} T_{p,r}^4 \Phi_{(i,j),(p,r)} - T_{i,j}^4 \right)).$$

Принимаем температуры поверхностей одной ячейки равными $T_{i,j} = T_i$, тогда

$$Q_i^A = \sigma \sum_{j=1}^{k_i} (\varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j} \cdot \left(\sum_{p=1}^N T_p^4 \Phi_{(i,j),p} - T_i^4 \right)),$$

$$\Phi_{(i,j),p} = \sum_{r=1}^{k_p} \varepsilon_{p,r} \Phi_{(i,j),(p,r)},$$

где σ – постоянная равная $5,670400 \cdot 10^{-8} \text{ Дж} \cdot \text{с}^{-1} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{К}^{-4}$; $\Phi_{i,j}$ – суммарный разрешающий угловой коэффициент излучения с учетом многократных отражений.

После математических преобразований получаем

$$Q_i^A = \sigma \sum_{p=1}^N T_p^4 \sum_{j=1}^{k_i} \varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j} \cdot \Phi_{(i,j),p} - \sigma T_i^4 \sum_{j=1}^{k_i} \varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j},$$

$$Q_i^A = \sigma \sum_{p=1}^N T_p^4 \cdot \Phi_{i,p} - \sigma T_i^4 \varepsilon_i, \quad (2)$$

$$\Phi_{i,p} = \sum_{j=1}^{k_i} \varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j} \cdot \Phi_{(i,j),p}, \quad \varepsilon_i = \sum_{j=1}^{k_i} \varepsilon_{i,j} \cdot F_{i,j}.$$

Суммарный разрешающий угловой коэффициент излучения с учетом многократных отражений есть сумма ряда

$$\Phi_{(i,j),(p,r)} = \Phi_{(i,j),(p,r)} + \sum_{f=1}^c \Phi_{(i,j),(p,r),f},$$

где $\Phi_{(i,j),(p,r)}$ – элементарный угловой коэффициент излучения, характеризующий часть потока излучения, которая попадает с r -й площадки p -й ячейки системы на j -ю площадку i -й ячейки [22]; $\Phi_{(i,j),(p,r),f}$ – элементарный угловой коэффициент

излучения с учетом f -й глубины отражения; c – учитываемая степень отражения.

$$\begin{aligned} \Phi_{(i,j),(p,r)1} &= \sum_{m_1=1}^N \sum_{n_1=1}^{k_{m_1}} R_{(m_1,n_1)} \Phi_{(i,j),(m_1,n_1)} \Phi_{(m_1,n_1),(p,r)}; \\ \Phi_{(i,j),(p,r)2} &= \sum_{m_2=1}^N \sum_{n_2=1}^{k_{m_2}} R_{(m_2,n_2)} \Phi_{(m_2,n_2),(p,r)} \times \\ &\times \sum_{m_1=1}^N \sum_{n_1=1}^{k_{m_1}} R_{(m_1,n_1)} \Phi_{(i,j),(m_1,n_1)} \Phi_{(m_1,n_1),(m_2,n_2)}; \\ &\dots\dots\dots, \end{aligned}$$

где $R_{(m_f,n_f)}$ – отражательная способность n -й площадки m -й промежуточной точки системы. После выделения повторяющегося участка формула нахождения элементарного углового коэффициента излучения с учетом f -й глубины отражения вырождается в рекурсивную:

$$\begin{aligned} J_{(i,j),(p,r)f} &= \sum_{m_f=1}^N \sum_{n_f=1}^{k_{m_f}} R_{(m_f,n_f)} J_{(i,j),(m_f,n_f)f-1} J_{(m_f,n_f),(p,r)}, \\ \Phi_{(i,j),(p,r)0} &= \Phi_{(i,j),(p,r)}, \end{aligned}$$

Элементарный угловой коэффициент излучения находится из взаимного расположения излучающих площадок:

$$\Phi_{(i,j),(p,r)} = \frac{\cos \Psi_{(i,j)} \cdot \cos \Psi_{(p,r)}}{\pi L_{i,p}^2} F_{p,r},$$

где $\Psi_{(i,j)}, \Psi_{(p,r)}$ – углы между нормальными площадок и прямой, соединяющей соответствующие им элементарные ячейки; $L_{i,p}$ – расстояние между ячейками; $F_{p,r}$ – площадь излучающей поверхности.

Принимаем, что каждая ячейка имеет набор выпуклых излучающих поверхностей, следовательно, $\Phi_{(i,j),(i,r)} = 0$.

Расчет составляющей теплопроводности

В качестве модели теплопроводности используется механизм передачи тепла через однородную плоскую стенку при стационарных условиях. Каждая i -я ячейка помимо излучающих поверхностей, находясь в составе физического объекта, имеет s_i связей другими ячейками посредством теплопроводности [16, 17]. Полный поток энергии тогда будет находиться как

$$Q_i^S = \sum_{j=1}^{s_i} Q_{i,j}^S, \quad Q_{i,j}^S = S_{i,j} \frac{\lambda_{i,j}}{h_{i,j}} \Delta T_{i,j}, \quad (3)$$

где $S_{i,j}$ – площадь стенки; $h_{i,j}$ – ширина стенки; $\lambda_{i,j}$ – коэффициент передачи; $\Delta T_{i,j}$ – разность температур $\Delta T_{i,j} = T_j - T_i$.

Следует учесть, что применительно к данной модели под параметрами стенки (толщина и площадь в (3)) подразумеваются параметры связи по теплопроводности. Удобнее применить здесь терми-

ны «длина связи» и «площадь связи». Например, для ячеек трубы длина связи – это расстояние между соседними ячейками по горизонтали и вертикали, площадь связи принимается как площадь среза стенки трубы на стыке двух ячеек. Преобразуем (2) и получаем

$$Q_i^S = \sum_{j=1}^{s_i} S_{i,j} \frac{\lambda_{i,j}}{h_{i,j}} (T_j - T_i) = \sum_{j=1}^{s_i} S_{i,j} \frac{\lambda_{i,j}}{h_{i,j}} T_j - \sum_{j=1}^{s_i} S_{i,j} \frac{\lambda_{i,j}}{h_{i,j}} T_i, \quad (4)$$

$$Q_i^S = \sum_{j=1}^{s_i} S_{i,j}^\lambda T_j - T_i \sum_{j=1}^{s_i} S_{i,j}^\lambda, \quad S_{i,j}^\lambda = S_{i,j} \frac{\lambda_{i,j}}{h_{i,j}}, \quad S_{i,i}^\lambda = 0.$$

Матричная форма распределения тепловых потоков внутри печного пространства

Для удобства моделирования и дальнейшего расчета оптимального управления нагревом представим формулы (2), (4) в матричном виде. Для этого приведем (1) к виду

$$\frac{T_\Delta}{\Delta t} = Q^W + Q^S + Q^A,$$

где T_Δ – матрица изменения температур; Q^W – матрица изменения температуры за счет электрического нагрева; Q^A – матрица изменения температуры за счет лучистого нагрева; Q^S – матрица изменения температуры за счет теплопроводности.

$$\begin{aligned} T_\Delta &= \begin{bmatrix} \Delta T_1 \\ \Delta T_2 \\ \dots \\ \Delta T_N \end{bmatrix}, \quad Q^W = \begin{bmatrix} \beta_1 \cdot Q_1^W \\ \beta_2 \cdot Q_2^W \\ \dots \\ \beta_N \cdot Q_N^W \end{bmatrix}, \\ Q^A &= \begin{bmatrix} \beta_1 \cdot Q_1^A \\ \beta_2 \cdot Q_2^A \\ \dots \\ \beta_N \cdot Q_N^A \end{bmatrix}, \quad Q^S = \begin{bmatrix} \beta_1 \cdot Q_1^S \\ \beta_2 \cdot Q_2^S \\ \dots \\ \beta_N \cdot Q_N^S \end{bmatrix}. \quad (5) \end{aligned}$$

Матрицу изменения температуры за счет лучистого обмена найдем из (2):

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \begin{cases} \varepsilon_i, p=i, \\ 0, p \neq i, \end{cases} \\ Q_i^A &= \sigma \sum_{p=1}^N T_p^4 \cdot \Phi_{i,p} - \sigma T_i^4 \varepsilon_i = \sigma \left(\sum_{p=1}^N T_p^4 \cdot (\Phi_{i,p} - \varepsilon_i) \right), \\ Q^A &= \begin{bmatrix} \sigma \beta_1 (\Phi_{1,1} - \varepsilon_1) & \sigma \beta_1 \Phi_{1,2} & \dots & \sigma \beta_1 \Phi_{1,N} \\ \sigma \beta_2 \Phi_{2,1} & \sigma \beta_2 (\Phi_{2,2} - \varepsilon_2) & \dots & \sigma \beta_2 \Phi_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma \beta_N \Phi_{N,1} & \sigma \beta_N \Phi_{N,2} & \dots & \sigma \beta_N (\Phi_{N,N} - \varepsilon_N) \end{bmatrix} \times \\ &\quad \times \begin{bmatrix} T_1^4 \\ T_2^4 \\ \dots \\ T_N^4 \end{bmatrix}. \quad (6) \end{aligned}$$

Матрицу изменения температуры за счет теплопроводности найдем из (4). Будем считать, что $s_i = N$,

а если связи между ячейками i и j нет, то $S_{i,j}^\lambda = 0$, тогда

$$Q_i^S = \sum_{j=1}^N S_{i,j}^\lambda T_j - T_i \sum_{j=1}^N S_{i,j}^\lambda,$$

$$Q_i^S = T_1 \cdot S_{i,1}^\lambda + T_2 \cdot S_{i,2}^\lambda + \dots - T_i \cdot \sum_{j=1}^N S_{i,j}^\lambda + \dots + T_N \cdot S_{i,N}^\lambda,$$

$$Q^S = \begin{bmatrix} -\beta_1 \cdot \sum_{j=1}^N S_{1,j}^\lambda & \beta_1 \cdot S_{1,2}^\lambda & \dots & \beta_1 \cdot S_{1,N}^\lambda \\ \beta_2 \cdot S_{2,1}^\lambda & -\beta_2 \cdot \sum_{j=1}^N S_{2,j}^\lambda & \dots & \beta_2 \cdot S_{2,N}^\lambda \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta_N \cdot S_{N,1}^\lambda & \beta_N \cdot S_{N,2}^\lambda & \dots & -\beta_N \cdot \sum_{j=1}^N S_{N,j}^\lambda \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \dots \\ T_N \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Матрица изменения температуры за счет электрического нагрева представляет собой столбец, в котором каждый элемент пропорционален электрической мощности, выделяемой на ячейке. Однако следует учесть, что соответствующая величина есть только у ячеек нагревателей и у большинства ячеек отсутствует. Предположим, что в печи существует k независимых нагревателей с мощностью W_1, W_2, \dots, W_k и т.д. Каждый из нагревателей состоит из g_i ячеек, где i – номер нагревателя ($i = \overline{1, k}$). Для всех ячеек нагревателя справедливо равенство $W_i = \sum_{i=1}^{q_1} Q_i^W$,

$W_2 = \sum_{i=q_1+1}^{q_1+q_2} Q_i^W$ и т.д., где Q_i – электрическая мощность ячеек нагревателя. Допустим, что мощность внутри одного нагревателя распределяется равномерно, т.е. для p -го нагревателя справедливо равенство

$$Q_i^W = Q_j^W = \frac{W_p}{u_p} = U_p \quad (p = \overline{1, k}, \quad i = \overline{1, g_p}, \quad j = \overline{1, g_p}),$$

где U_p – элементарная мощность p -го нагревателя, к которому принадлежат ячейки с номерами i и j . Составим матрицу $\mathbf{B}[N \times k]$ таким образом, что каждая строка отражает номер нагревателя, к которому относится данная ячейка (и относится ли вообще), в виде единицы в соответствующем столбце, и матрицу-столбец \mathbf{U} , каждый элемент которой соответствует элементарной мощности на ячейках соответствующего нагревателя. Дополним матрицу \mathbf{B} пропорциональными коэффициентами β_i и получим

$$\mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_2 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \beta_N \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 \cdot \mathbf{B}_E.$$

Тогда матрица изменения температуры за счет электрического нагрева в (5) примет вид

$$Q^W = \mathbf{B} \times \mathbf{U}.$$

Переобозначим матрицы в (6), (7) и получим конечную матричную формулу для расчета изменения температуры системы:

$$\dot{\mathbf{T}} = \mathbf{A} \times \mathbf{T}_q + \mathbf{S} \times \mathbf{T} + \mathbf{B} \times \mathbf{U}. \quad (8)$$

Формула (8) позволяет, основываясь на физических и оптических свойствах трехмерной модели, заданных начальных условиях и конкретном управлении, проводить численное моделирование процессов теплообмена и определять расчетным путем температуру различных точек изделия в любой момент времени. Данная форма наиболее близка к применяемым в теории автоматического управления (например, форме Коши).

Численные исследования модели

Расчет матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{S}, \mathbf{U}$ проводится в программе, написанной в среде Visual Studio 2012 на языке C++ [19, 20]. Моделирование и вывод графиков проводилось в среде Matlab (функция ode23 для численного интегрирования дифференциальных уравнений). В качестве модели принята купольная вертикальная вакуумная электрическая печь сопротивления с водяным охлаждением кожуха и тремя зонами нагрева для отжига труб. Габариты рабочего пространства печи: диаметр $\sim 0,65$ м, высота 6 м.

Для начала промоделируем ситуацию расположения одной трубы длиной 2,5 м, подвешенной на центральной оси сверху печного пространства. Диаметр трубы 10 см, толщина стенки – 1 см. Теплопроводность принята 50 Вт/(м·К), плотность – 7200 кг/м³, удельная теплоемкость – 500 Дж/(кг·К). Степень черноты – 0,3 [21]. Дискретность по окружности составляет 20 участков, по длине – 30. Труба комнатной температура, принятой 23 °С, погружается в нагретую до 400 °С печь. Печь-прототип имеет две печные зоны, холодную и горячую. Пока во второй откачивается вакуум, первая нагревается до некоторой стартовой температуры. Положение трубы (сверху зоны нагрева) и температуры характерны для данной печи в промышленной эксплуатации.

На рис. 2 приведено трехмерное изображение трубы с установившимися температурами в цветовой палитре. Четко виден градиент температур, направленный от холодного сверху вниз и достигающий 70 град. Если бы труба располагалась не вверху, а в центре печи, то градиент был бы близок к нулю.

В промышленности чаще всего в печь погружают несколько изделий, например связку труб.

Промоделируем эту ситуацию, используя те же данные, что и при предыдущем опыте, для 9 труб, расположенных как показано на рис. 3.

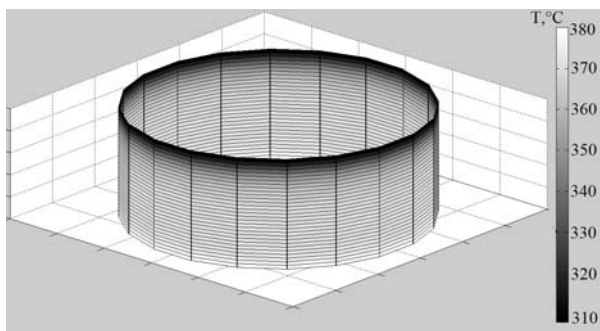


Рис. 2. Моделирование процесса нагрева трубы в центре печи

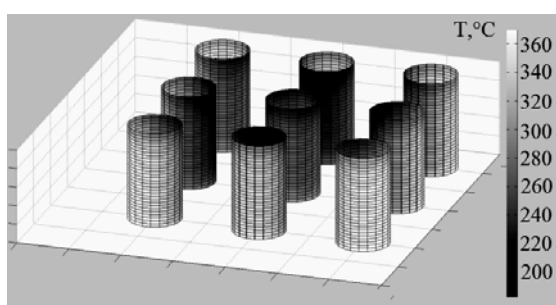


Рис. 3. Моделирование связки труб. Общий вид

На приведенном изображении видны слабо прогретые участки труб, попадающие в тень от соседних труб. Разница между температурами различных труб может достигать 150 град. А температура центральной трубы на 60–90 °С ниже температур соседних труб, как и аналогично расположенной трубы при отсутствии препятствий излучению (см. рис. 2). Но при этом центральная труба нагрета значительно более равномерно, поскольку расположена в центре и нагревается в основном за счет переизлучения соседних труб.

При более подробном анализе центральной трубы видно, что температурный градиент примерно такой же, как и в ситуации отсутствия препятствий излучению, но температуры значительно меньше и распределены более равномерно вдоль трубы. Также заметны ярко выраженные теневые участки на поверхности трубы и участки, на которые все же попадает излучение с нагревателей.

Для определения влияния на градиент температур коэффициента теплопроводности промоделируем уже изученную ситуацию со связкой труб для еще трех различных коэффициентов теплопроводности: 100 Вт/(м·К), 200 Вт/(м·К), 400 Вт/(м·К).

Из полученных результатов следует вывод, что с увеличением коэффициента теплопроводности градиент температур падает, разогрев становится более равномерным, сглаживается разница между теневыми и освещаемыми участками трубы, на последнем рисунке она уже практически отсутствует. Численно, градиент падает с 70–80 °С при

$\lambda = 50$ Вт/(м·К) до 25–30 °С при $\lambda = 400$ Вт/(м·К)). Однако следует учесть, что модель не учитывает зависимость физических и оптических свойств от температуры.

Заключение

Предложена модель (математическое выражение модели – уравнение (8)) на основе зонального метода со следующими модификациями:

- Система разбивается так, чтобы все элементы имели заранее выпуклый набор излучающих поверхностей (отсутствует прямая видимость между поверхностями одного элемента),

- Уравнение теплового баланса приводится к матричному виду таким образом, что элементы делятся на два типа: источники тепловой энергии (преобразователи электрической энергии в тепловую – нагреватели) и переизлучатели тепловой энергии (все остальные элементы системы – изделия, защитные экраны и т.д.).

Данная модель распределения тепловых потоков внутри вакуумных электрических печей сопротивления позволяет проводить моделирование и расчет температур для различных конструкций печей и режимов отжига любых изделий.

Разработано программное обеспечение на основе предложенной модели. Применение данного ПО предоставляет возможность инженерам-технологам оценить температурные градиенты на изделиях в зависимости от его формы и расположения, проверить различные технические решения для подавления этих градиентов. Моделирование этих процессов в конечном счете позволяет экономить материальные ресурсы.

Матричное уравнение (8) позволяет предложить различные алгоритмы оптимального управления (простейшая линеаризация приведет её к форме Коши) для расчета многомерного регулятора и в конечном счете оптимизировать процесс отжига изделий.

Полученные графики показывают различия в отжиге изделий в зависимости от их количества и расположения, влияние затенения одного изделия другим.

Расчетные данные, полученные на основании предложенной модели, подтверждаются совокупностью экспериментальных результатов многолетних измерений.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. При любой конфигурации изделий внутри объема печных агрегатов всегда возникает неравномерность температуры. Вследствие этого изделия проявляют анизотропные физические свойства.

2. Стандартное ПИД-регулирование таких систем не позволяет исключить в полном объеме возникновение данных процессов.

3. Необходимо разработать на основе полученной нелинейной модели адаптивную систему управления для постоянной настройки оптимального управления нагревом при произвольной конфигурации печного пространства и изделий.

Литература

1. Кабанов А.А. Анализ и оперативный синтез оптимального управления тепловыми аппаратами с электронгревом: дис. ... канд. техн. наук (05.13.06) / А.А. Кабанов. – Тамбов: ФГУП «НИХИ», 2003. – 145 с.
2. Берштейн М.Л. Термомеханическая обработка металлов и сплавов: в 2 т. – М.: Металлургия, 1968. – 1172 с.
3. Литвинцев К.Ю. Совершенствование методов моделирования лучистого обмена и оптических свойств среды применительно к высокотемпературным технологическим процессам и пожарам: автореф. дис. ... канд. техн. наук (01.14.14) / К.Ю. Литвинцев // ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». – Новосибирск, 2012. – 24 с.
4. Siegel R. Thermal Radiation Heat Transfer / R. Siegel, J.R. Howel. – Washington D.C.: Hemisphere Publishing Corporation, 1992. – 1072 p.
5. Wells W.H. Computational Techniques for Radiative Transfer by Spherical Harmonics / W.H. Wells, J.J. Sidorowich // Journal Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer. – 1985. – № 33. – P. 347–363.
6. Takeuchi Y. Use of Spherical Harmonics in the Solution of the Radiative Transfer Problem / Y. Takeuchi // Journal Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer. – 1988. – № 39. – P. 237–245.
7. Четверушкин Б.Н. Математическое моделирование задач динамики излучающего газа / Б.Н. Четверушкин. – М.: Наука, 1988. – 304 с.
8. Кейз К. Линейная теория переноса / К. Кейз, П.М. Цвайфель. – М.: Мир, 1972. – 384 с.
9. Марчук Г.И. Метод Монте-Карло в атмосферной оптике / Г.И. Марчук, Г.А. Михайлов и др. – Новосибирск: Наука. Сибирское отд., 1976. – 279 с.
10. Кулешов О.Ю. Совершенствование методов расчета, режимов работы и конструкций промышленных печей на основе моделирования зонального и локального сопряженного теплообмена: автореф. дис. ... док. техн. наук (05.14.04) / О.Ю. Кулешов // ФГАОУ ВПО «Саратовский государственный технический университет им. Ю.А. Гагарина». – Саратов, 2012. – 38 с.
11. Chandrasekhar S. Radiative Transfer. – New York: Dover, 1960. – 393 p.
12. Lockwood F.C. A new radiation solution method for incorporation in general combustion prediction procedures / F.C. Lockwood, N.G. Shah // 18th Symp. (Int.) Combust. The Combustion Institute. – Pittsburgh, 1981. – P. 1405–1414.
13. Невский А.С. Лучистый теплообмен в печах и топках. – 2-е изд. – М.: Металлургия, 1971. – 440 с.
14. Спэрроу Э.М. Теплообмен излучением / Э.М. Спэрроу, Р.Д. Сесс. – Л.: Энергия, 1971. – 296 с.
15. Зигель Р. Теплообмен излучением / Р. Зигель, Дж. Хауэлл. – М.: Мир, 1975. – 936 с.
16. Юдаев Б.Н. Теплопередача. – М.: Высшая школа, 1973. – 360 с.
17. Исаченко В.П. Теплопередача / В.П. Исаченко, В.А. Осипова, А.С. Сукомел. – М.: Энергия, 1975. – 480 с.
18. Суринов Ю.А. Об итерационно-зональном методе исследования и расчета локальных характеристик лучи-

стого теплообмена // Теплофизика высоких температур. – 1972. – Т. 10, № 4. – С. 844–852.

19. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2014613896. Программа расчета матриц для моделирования тепловых процессов в вакуумных печных агрегатах / И.А. Лебедев. – Заявка №2014611140. Дата поступления 14 февраля 2014 г. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ 9 апр. 2014 г.

20. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015619364. Программа расчета угловых коэффициентов излучения графическим способом / И.А. Лебедев. – Заявка №2015616352. Дата поступления 7 июля 2015 г. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ 1 сентября 2015 г.

21. Григорьев И.С. Физические величины: справочник / И.С. Григорьев, Е.З. Мейлихова. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 1234 с.

Лебедев Илья Алексеевич

Соискатель ученой степени канд. техн. наук, лаб. № 7 «Адаптивные и робастные системы» им. Я.З. Цыпкина Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, г. Электросталь, Московская область
Тел.: +7-915-185-72-49
Эл. почта: LebedevMSZ@gmail.com

Пonomарёв Александр Петрович

Канд. техн. наук, гл. специалист по средствам аналитического контроля ПАО «Машиностроительный завод», г. Электросталь
Тел.: 8-926-877-41-53
Эл. почта: ponkip@lenta.ru

Lebedev I.A., Ponomarev A.P.

Model for heat treatment of metal products in a vacuum electric resistance furnaces

The article presents the results of research made on the heating processes of metal pipes in the vacuum electric resistance furnace. The study is carried out using software written in C++, Matlab and implemented on the basis of a personal computer. The essence of the proposed model is to represent the entire furnace chamber as an array of points with specific physical and optical properties. Optical properties are considered as independent from the wavelength, and reflection as being diffusional. A mechanism of heat transfer through a homogeneous flat wall is used as a model of thermal conductivity. Numerical investigations of the resulting model show the difference in pipe's heating, depending on their number and position. The study of the uneven heating along the annealed products is presented, and suggestions are made to reduce it.

Keywords: modeling, PID control, heat and mass transfer, heat conduction, slope of radiation, electric resistance furnace, control, radiative transfer.

УДК 517.962.26

А.А. Матолыгин, А.Д. Истомин, М.Д. Носков, А.А. Чеглоков

Программный комплекс для моделирования процесса прессования изделий из порошков

Представлен программный комплекс, предназначенный для моделирования процесса прессования изделий из порошковых материалов. Комплекс состоит из модулей подготовки данных, расчета, визуализации и хранилища данных. Программный комплекс позволяет рассчитывать напряженно-деформированное состояние прессовки при формовании. В статье описывается методика использования программного комплекса для оптимизации процесса компактирования изделий из порошковых материалов.

Ключевые слова: программный комплекс, математическое моделирование, методы механики сплошной среды, прессование, порошки.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-90-95

Задача прессования изделий из порошковых материалов

Прессование – важнейший метод формования изделий из порошковых и волокнистых материалов. Под прессованием обычно подразумевается прямое или компрессионное прессование, когда загрузка материала, его формование в изделие осуществляются непосредственно в полости пресс-формы [1]. Геометрия пресс-формы и пуансонов может варьировать в значительных пределах, что позволяет получать готовые изделия либо заготовки, требующие минимума дополнительных операций обработки до готового изделия. Как правило, пресс-формы имеют осевую симметрию (рис. 1).

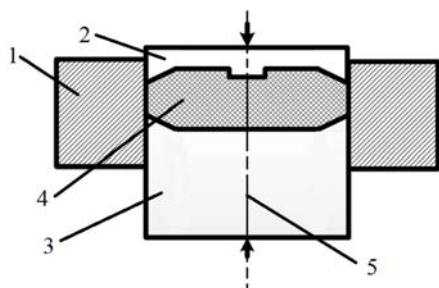


Рис. 1. Схема прессования: 1 – пресс-форма; 2 – верхний пуансон; 3 – нижний пуансон; 4 – пресс-порошок; 5 – ось симметрии

Качество получаемых прессовок определяется множеством параметров, таких как количество подвижных пуансонов; трибологические свойства пресс-инструмента; свойства, состав и структура пресс-порошков; параметры движения пуансонов; производительность пресс-машин и др. В прессовании, для улучшения свойств прессуемого тела, участвуют два пуансона – верхний и нижний (см. рис. 1) [1]. Для оптимизации описанных технологических параметров прессования технолог может применять различные методики – как экспериментальные, так и теоретические. С точки зрения затрат на проведение оптимизации технологических параметров прессования целесообразно применять математическое моделирование. Для моделирования процесса прессования

применяются модели разного рода, например: эмпирические модели прессования [2], статистические [3], контактные [4]. Наиболее перспективным подходом к моделированию прессования является описание порошкового тела как сплошной среды с некоторыми эффективными характеристиками [5–7].

Моделирование процессов прессования можно проводить с помощью универсальных программных комплексов, предназначенных для решения инженерных задач, например ANSYS [8], ABAQUS [9] и др. Использование универсальных комплексов предполагает высокий уровень подготовки пользователя и требует значительных затрат на подготовку исходных данных и настройку модели. Таким образом, актуальной задачей является создание программного обеспечения, позволяющего проводить компьютерное моделирование процесса прессования порошковых материалов. Программное обеспечение должно обеспечить минимальные требования к квалификации пользователя, уменьшить затраты на подготовку исходных и расчетных данных. В работе представлены математическая модель и разработанное на ее основе оригинальное программное обеспечение для моделирования процесса прессования керамических порошков.

Формулировка модели

Модель прессования основана на фундаментальных законах сохранения массы, импульса и энергии в рамках механики деформируемого твердого тела [5–7]. Процесс прессования рассматривается как квазистатический, поскольку скорость деформирования прессовки не превышает 10^{-1} с^{-1} , что значительно ниже скоростей распространения упругих волн. Деформация ε элементарного объема складывается из двух частей: упругой ε^e и пластической ε^p . Закон сохранения массы имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho dV = 0, \quad (1)$$

где ρ – плотность прессовки; V – объем прессовки.

Закон сохранения импульса в квазистатической постановке имеет вид

$$\int_V \sum_j \left(\frac{\partial \sigma_{ij}}{\partial x^j} - \sum_k \Gamma_{ij}^k \sigma_{ik} \right) dV = 0, \quad (2)$$

где σ – тензор напряжений; x^j – координаты; Γ_{ij}^k – символы Кристоффеля.

Закон сохранения энергии записывается в следующей форме:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_V \rho \Pi dV = \int_S \sum_{ij} \frac{\partial \varepsilon_{ij}}{\partial t} \sigma_{ji} dS, \quad (3)$$

где ε_{ij} – тензор деформаций; n – нормаль к внешней поверхности; Π – удельная внутренняя энергия системы; S – площадь поверхности прессовки; t – время.

В качестве замыкающих уравнений в модели используются следующие соотношения. Связь компонент тензора напряжений σ_{ij} с компонентами тензора деформаций ε_{ij} в прессовке описывается законом Гука в виде

$$\sigma_{ij} = 2G(\rho) \left(\varepsilon_{ij} - \varepsilon_{ij}^p \right) + \delta_{ij} \Lambda(\rho) (\theta - \theta^p), \quad (4)$$

где $\theta = \sum \varepsilon_{ii}$ – дилатансия, описывающая объемные деформации; δ_{ij} – символ Кронекера; $G(\rho) = E(\rho) / 2(1 + \mu(\rho))$, $\Lambda(\rho) = \mu(\rho) E(\rho) / (1 + \mu(\rho))(1 - 2\mu(\rho))$ – коэффициенты Ламэ ($\mu(\rho)$ – коэффициент Пуассона; $E(\rho)$ – модуль упругости). Все механические характеристики пресс-порошка являются функциями плотности.

Для описания перехода упругого деформирования в пластическое необходимо сформулировать критерий этого перехода. К текущему моменту большинство материальных моделей, описывающих такой переход, основаны на модели, предложенной в работе Друкера [10], которая определяла особенности деформирования пористых грунтов. На основе данной работы различными авторами предложен ряд аналогичных критериев [6, 11–14]. Критерии описывают новые модели, описывающие особенности деформирования различных пористых материалов, например: неслипающихся порошков [6], конгломератов порошков [11], металлических слипающихся порошков [12], слипающихся порошков [13], фармацевтических таблеток [14]. В настоящей работе в качестве критерия текучести используется несимметричная поверхность течения следующего вида [11]:

$$F(\sigma, \rho) = \left(A(1 - \rho)^m I_1 \right)^2 + J_2 - \rho^{2n} \sigma_{ef} = 0, \quad (5)$$

где $I_1 = 3P = \sum \sigma_{ii}$ – первый инвариант тензора напряжений (P – шаровая часть тензора напряжений), который отвечает за объемные механизмы деформирования; $J_2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 S_{ij} S_{ij}$ – второй инвариант тензора девиатора напряжений, отвечающий за сдвиговые механизмы деформирования; $S_{ij} = \sigma_{ij} - P \delta_{ij}$ – девиаторная часть тензора напряжений; A, m, n, σ_{ef} –

константы, характеризующие пластические свойства материала.

Начальные условия для моделирования соответствуют случаю, когда пресс-порошок свободно насыпан в пресс-форму. При этом прессуемое тело не содержит напряжений ($\sigma = 0$) и деформаций ($\varepsilon = 0$). Насыпная плотность прессовки предполагается одинаковой по всему объему прессовки $\rho = \rho_0$.

Граничные условия на стенках матрицы пресс-формы соответствуют нулевым значениям нормальных к поверхности компонент вектора перемещений. На границах поверхности пуансонов задаются значения перемещений на каждом шаге нагружения, согласно параметрам движения пуансонов. Кроме этого, на границах вычисляются поверхностные силы, возникающие вследствие трения прессовки о пресс-форму и пуансоны. Вектор удельной поверхностной силы трения \vec{f}_τ определяется нормальной $\vec{\sigma}_n$ и тангенциальной $\vec{\sigma}_\tau$ компонентами вектора напряжения, действующего на поверхности контактирующих тел, по примеру [13]:

$$\vec{f}_\tau = \begin{cases} -\chi \left| \frac{\vec{\sigma}_n \cdot \vec{\sigma}_\tau}{|\vec{\sigma}_\tau|} \right|, & \chi |\vec{\sigma}_n| \leq |\vec{\sigma}_\tau|, \\ \vec{\sigma}_\tau, & \chi |\vec{\sigma}_n| > |\vec{\sigma}_\tau|, \end{cases} \quad (6)$$

где χ – коэффициент трения.

Поскольку описываемая пресс-форма обладает осевой симметрией, целесообразно использовать для описания цилиндрическую систему координат (оси r, φ, z). В такой системе координат все переменные и величины, характеризующие свойства прессовки, не зависят от координаты φ . Соответственно систему уравнений (1)–(6) можно рассматривать в двумерной постановке.

Для решения системы уравнений (1)–(6) используется метод конечных элементов. Для линеаризации уравнений применяется итерационный метод переменной жесткости [16, 17]. Получающаяся система линейных алгебраических уравнений решается методом бисопряженных градиентов (BiCGStab). Предобуславливатель матрицы строится в результате неполного LU-разложения с контролем заполнения (ILU(3)) [18].

Адекватность модели проверялась путём сравнения результатов численных расчетов с аналитическими решениями и экспериментальными данными по прессованию керамических порошков. Полученные результаты позволяют сделать вывод об адекватности модели и корректности используемых методов расчета.

Описание программного комплекса

Разработанный проблемно-ориентированный программный комплекс позволяет проводить моделирование процесса прессования осесимметричных изделий из порошковых материалов. Программный комплекс создан в интегрированной среде программирования Embarcadero C++Builder XE7 и предназначен для работы на персональном компьютере под управлением операционной системы MS Windows. Программный комплекс состоит из модулей: подго-

товки данных, расчета, визуализации и хранилища данных. Схема модулей программного комплекса и их связей представлена на рис. 2. Исходные данные

и результаты моделирования сохраняются в хранилище данных в виде структурированной системы файлов.

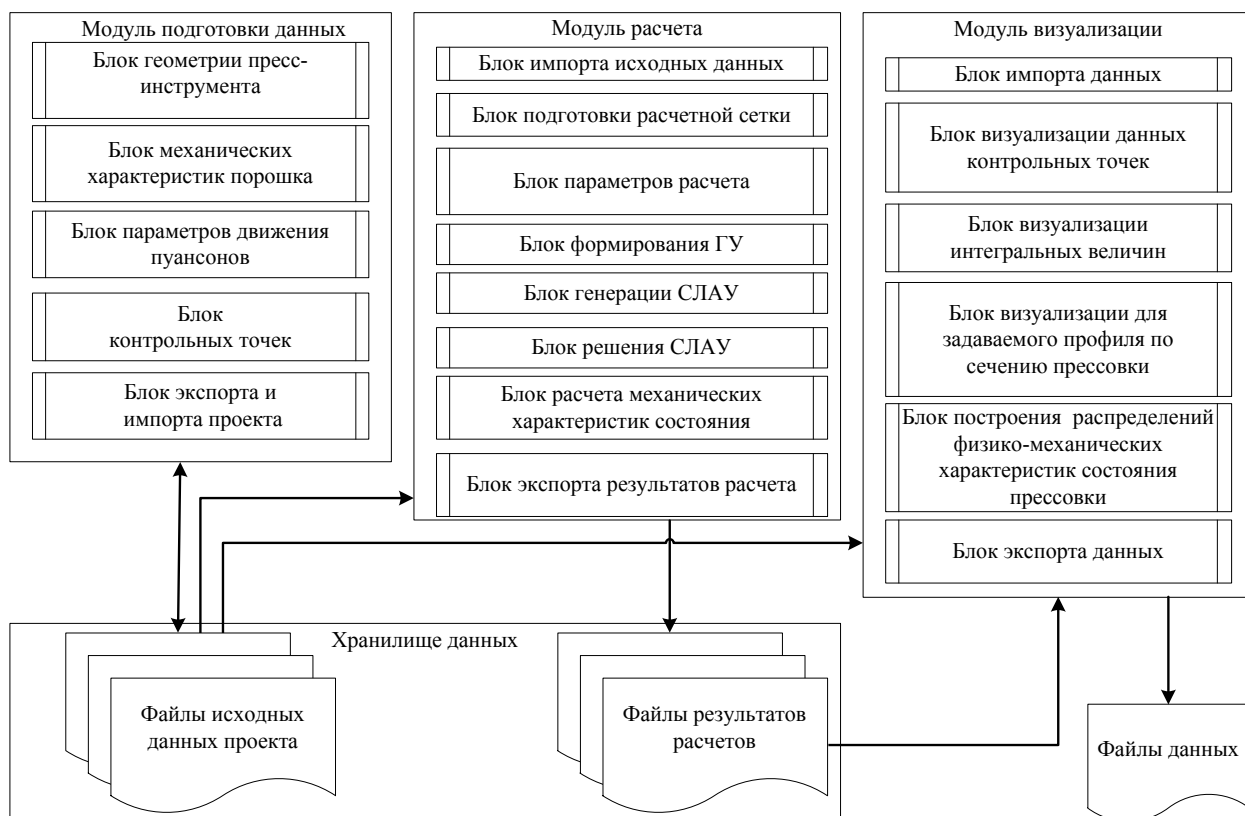


Рис. 2. Схема программного комплекса

Модуль подготовки исходных данных предоставляет пользователю возможности инициализации, редактирования и сохранения исходных данных для расчета. В модуле предусмотрены отдельные блоки для генерации исходных данных моделирования. В блоке геометрии пресс-инструмента задаются значения исходных геометрических размеров пресс-инструмента. Блок механических характеристик порошка позволяет задавать функции, описывающие зависимости физических свойств (модуль Юнга, коэффициент Пуассона, коэффициент трения) от плотности прессовки. Функции представляют собой кусочно-линейные зависимости, которые изображаются в виде таблицы узловых значений и графика. Пользователю предоставляется возможность редактирования функции.

Блок параметров движения пуансонов обладает интерактивными инструментами для задания местоположения пуансонов в различные моменты времени процесса прессования. Для исследования изменения физических характеристик состояния прессовки в каких-либо интересующих пользователя точках в модуле предусмотрен блок ввода контрольных точек. Пользователь имеет возможность задать местоположение точки в сечении прессовки и ее идентификатор. Для каждой из контрольных точек при расчете записываются все данные физических характеристик состояния прессовки. Положение

точки фиксируется для расчетной сетки. Блок экспорта и импорта проектов предназначен для записи исходных данных расчета и чтения данных проекта для редактирования.

Основным модулем представленного комплекса является модуль расчета. Модуль разработан на основе математической модели процесса деформирования порошковых материалов и предназначен для моделирования процесса прессования. Модуль состоит из блоков: импорта исходных данных, параметров расчета, формирования граничных условий, генерации системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), решения системы линейных алгебраических уравнений, экспорта результатов расчета.

Блок импорта исходных данных инициализирует данные для модели на основе информации, хранящейся в файле проекта. На основе этих данных блок подготовки расчетной сетки строит триангуляционную сетку с соответствующими сгущениями сетки в заданных областях. Блок параметров расчета предоставляет пользователю возможность задания следующих значений: продолжительность моделируемого процесса прессования, количество записываемых значений во временных сериях, временной шаг записи результатов расчетов. Блок формирования граничных условий пересчитывает граничные условия для текущего временного слоя. Блок генерации СЛАУ строит глобальную матрицу жесткости

для текущего временного слоя с пересчитанными свойствами и производит ее коррекцию в соответствии с текущими граничными условиями. Блок решения СЛАУ находит решение для построенной системы уравнений с заданными граничными условиями либо генерирует сообщение о невозможности решения. Блок экспорта результатов формирует файлы с результатами расчетов.

Модуль визуализации предназначен для графического представления результатов моделирования (рис. 3). Модуль состоит из блоков импорта и экспорта данных, а также блоков визуализации данных контрольных точек, интегральных величин по профилю, распределений физико-механических характеристик данных. Блок импорта данных предназначен для считывания необходимых данных из файлов хранилища данных.

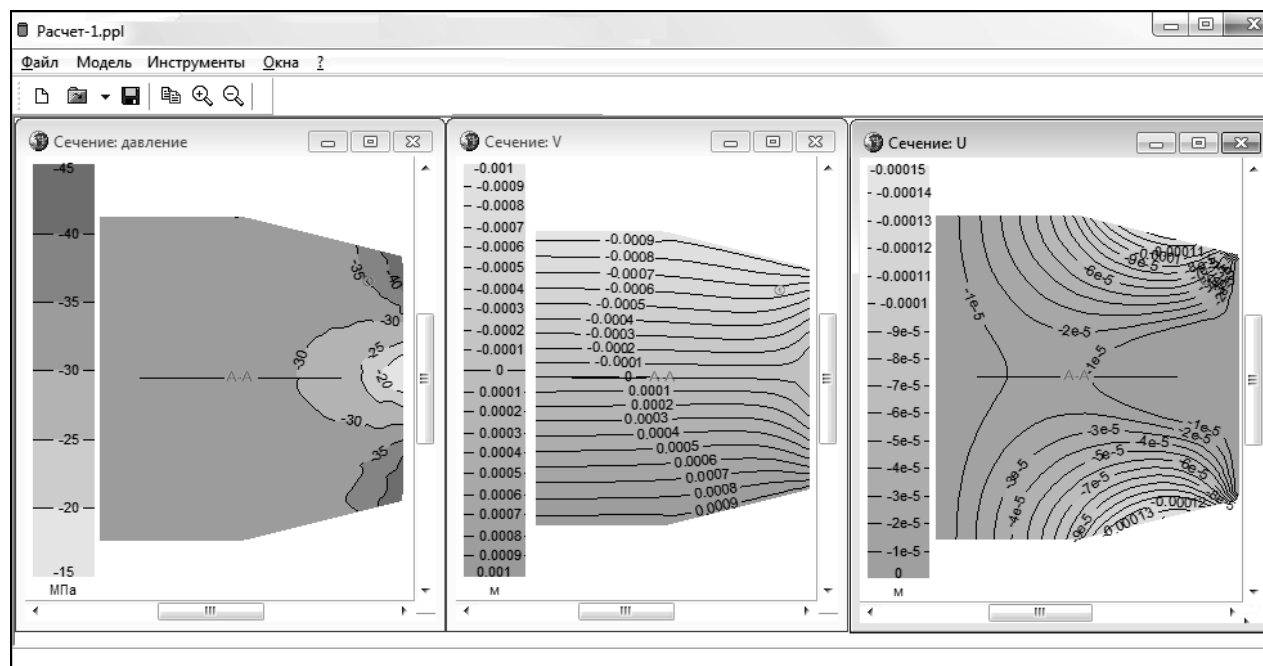


Рис. 3. Модуль визуализации расчетных данных

В качестве исходных данных для визуализации используются данные проекта и расчета для выбранного проекта. Блок визуализации контрольных точек предоставляет пользователю возможность построения временных зависимостей физико-механических характеристик для заданных в проекте контрольных точек. Блок визуализации интегральных величин позволяет пользователю построить временные зависимости для следующих интегральных величин, характеризующих процесс прессования: общая деформация прессовки, усилие на верхнем и нижнем пуансонах, давление на верхнем и нижнем пуансонах, средняя плотность прессовки по геометрии образца. Блок визуализации для задаваемого профиля по сечению прессовки предоставляет пользователю диалоги для построения профиля. Профиль представляет собой отрезок произвольной длины, расположенный в произвольном месте сечения и имеющий произвольную ориентацию. Для построенного профиля пользователь может построить пространственные зависимости физико-механических характеристик состояния прессовки. Следующий блок позволяет построить распределение по сечению физико-механических характеристик состояния прессовки в виде изолиний и заливки различных цветов для различных уровней значений величины. Блок экспорта данных, по требованию, имеет возможность сгенерировать файлы в тексто-

вом формате со значениями характеристики, которую определит пользователь. Блок также позволяет записать на диск битовый образ графического материала. В блоке предусмотрена возможность формирования отчета в виде документа MS Office Word с характерными значениями и графическим материалом результатов расчетов.

Методика моделирования процесса прессования

Решение задачи моделирования технологического процесса прессования с помощью представленного программного комплекса осуществляется путем циклического выполнения четырех этапов.

На первом этапе в модуле подготовки данных создается файл проекта. В проекте задаются геометрические размеры прессовки и исходные значения физических характеристик, отвечающих началу процесса прессования. Задаются функции физических характеристик и параметры движения пуансонов.

На втором этапе строится конечно-элементная модель прессовки на основе файла проекта, который извлекается из хранилища данных, и задаются начальные характеристики для элементов в соответствии с исходными данными. Определяются параметры расчета: длительность моделируемого процесса, количество сохраняемых точек для временных серий и т.д.

На третьем этапе расчета проводятся следующие процедуры. Исходя из текущего временного слоя генерируются граничные условия для сеточных функций. Формируется система линейных алгебраических уравнений в соответствии с физико-механическими характеристиками прессовки и конфигурации конечно-элементной модели прессовки для заданного временного слоя. На основе определенных граничных условий и особенностей геометрии пресс-инструмента производится корректировка СЛАУ. Как указано выше, блок решения СЛАУ использует итерационные методы решения для разреженных СЛАУ. В случае сходимости решения системы уравнений вычисляются текущие физические характеристики состояния прессовки для текущего временного слоя. При необходимости в соответствии с параметрами расчета, задаваемыми пользователем, полученные физические характеристики состояния прессовки записываются в файл результатов и помещаются в хранилище данных. На четвертом этапе с помощью модуля визуализации пользователь для проведения анализа результатов моделирования строит соответствующие графики и распределения механических величин.

Методика решения задачи оптимизации технологического процесса

Результаты многовариантных численных экспериментов по прессованию позволяют провести анализ напряженно-деформированного состояния прессовки к моменту окончания формования. Результаты моделирования позволяют оценить неоднородность распределения плотности по объему прессовки как на качественном, так и количественном уровнях. Данная характеристика во многом определяет качество компакта, его последующую механическую прочность и пригодность для последующих технологических операций обработки спрессованного изделия. Анализ распределения напряженного состояния прессовки позволяет оценить уровень остаточных напряжений, также влияющих на целостность компакта.

Методика решения задачи оптимизации сводится к анализу результатов многовариантных численных экспериментов. Исследователь имеет возможность подбора значений следующих характеристик: начальная насыпная плотность, коэффициенты трения, механические свойства порошка. Начальная насыпная плотность в натуральных экспериментах может варьироваться за счет предварительного подпрессовывания либо других процедур увеличения значения насыпной плотности. Уменьшение коэффициента трения инструмента может достигаться за счет уменьшения шероховатости поверхности. Изменение значений коэффициента трения порошка может быть достигнуто добавлением в порошок пластификаторов, например стеаратов [1]. На механические характеристики порошка влияют технологии его подготовки. Исследователь, корректируя исходные данные, может с помощью комплекса определить желательное состояние к моменту окончания прессования.

Заключение

Разработанный программный комплекс позволяет моделировать процесс прессования из порошковых материалов. С помощью численного моделирования могут быть получены распределения основных характеристик напряженно-деформированного состояния прессовки. Многовариантные численные эксперименты по моделированию процесса прессования позволят найти оптимальные режимы прессования за счет определения программы прессования и желательные физические параметры прессуемых порошков и материалов пресс-инструмента.

Литература

1. Бальшин М.Ю. Научные основы порошковой металлургии и металлургии волокна. – М.: Металлургия, 1972. – 336 с.
2. Басов В.В. Исследование влияния агрегатов, присутствующих в пресс-порошке UO_2 , на процессы прессования и спекания топливных таблеток / В.В. Басов, В.С. Панов, Л.В. Мякишева // Изв. высш. учеб. завед. Порошковая металлургия и функциональные покрытия. – 2011. – № 4. – С. 13–15.
3. Винокуров Г.Г. Статистическое моделирование корреляции локальной плотности макроструктуры при одностороннем прессовании порошковых материалов / Г.Г. Винокуров, О.Н. Попов // Изв. Самар. науч. центра Российской академии наук. – 2011. – Т. 13, № 1(3). – С. 553–556.
4. Болтачев Г.Ш. Моделирование процесса компактирования нанопорошков в рамках гранулярной динамики / Г.Ш. Болтачев, Н.Б. Волков // Журнал технической физики. – 2011. – Т. 81, вып. 7. – С. 18–29.
5. Khoei A.R. An endochronic plasticity model for finite strain deformation of powder forming processes / A.R. Khoei, A. Bakhshiani, M. Mofid // Finite Elements in Analysis and Design. – 2003. – Vol. 40. – P. 187–211.
6. Ortiz M. A variational Cam-Clay theory for plasticity / M. Ortiz, A. Pandolfi // Comput. Methods Appl. Mech. Eng. – 2004. – Vol. 193. – P. 2645–2666.
7. Математическое моделирование процесса прессования порошка диоксида урана при изготовлении таблеток ядерного топлива / О.А. Бахтеев, А.В. Лысыков, Е.Н. Михеев и др. // Вестник национального исследовательского ядерного университета «МИФИ». – 2014. – Т. 3, № 6. – С. 618–622.
8. ANSYS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ansys.com/>, свободный (дата обращения: 02.03.2016).
9. ABAQUS UNIFIED FEA, complete solutions for realistic simulation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.3ds.com/products-services/simulia/products/abaqus/>, свободный (дата обращения: 02.03.2016).
10. Drucker D.C. Relations of experiments to mathematical theories of plasticity // Journal of Applied Mechanics. – 1949. – Vol. 16. – P. 349–357.
11. An analysis of density distribution in UO_2 green pellet by finite element method / K. Yanai, M. Hirai, T. Ishikawa, J. Ishizaki, H. Saitoh // Journal of Nuclear Materials. – 1998. – Vol. 257. – P. 318–330.
12. Lewis R.W. Numerical modelling of large deformation in metal powder forming / R.W. Lewis, A. Khoei // Comput. Methods Appl. Mech. Eng. – 1998. – No. 159. – P. 291–328.

13. Redanz P. Numerical modeling of the powder compaction of a cup // J. Mech. Solids. – 1999. – No. 18. – P. 399–413.

14. Sinka I.C. The effect of wall friction in the compaction of pharmaceutical tablets with curved faces: a validation study of the Drucker–Prager cap model / I.C. Sinka, J.C. Cunningham, A. Zavaliangos // Powder Technol. – 2003. – Vol. 133(1). – P. 33–43.

15. Keshavarz Sh. Contact friction simulation in powder compaction process based on the penalty approach / Sh. Keshavarz, A.R. Khoei, A.R. Khaloo // Materials and Design. – 2008. – Vol. 29(6). – P. 1199–1211.

16. Yamada Y. Plastic stress-strain matrix and its application for the solution of elastic-plastic problems by the finite element method / Y. Yamada, N. Yoshimura, T. Sakurai // Int. J. Mech. Sci. – 1968. – № 10. – P. 343–354.

17. Zienkiewicz O.C. Elasto-plastic solution of engineering problems ‘initial stress’, finite element approach / O.C. Zienkiewicz, S. Valliappan, I.P. Kings // Int. J. Num. Meth. In Eng. – 1969. – No. 1. – P. 75–100.

18. Saada Y. Iterative solution of linear systems in the 20th century / Y. Saada, H.A. van der Vorst // J. of Comp. and App. Math. – 2000. – Vol. 123. – P. 1–33.

Матолыгин Андрей Анатольевич

Ст. преподаватель каф. экономической математики, информатики и статистики ТУСУРа

Тел.: (382-2) 90-01-87

Эл. почта: matolygin.andrei@yandex.ru

Истомин Андрей Дмитриевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. физики Северского технологического института (СТИ) – филиала «Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ»

Тел.: (382-3) 78-01-62

Эл. почта: istomin_a.d@mail.ru

Носков Михаил Дмитриевич

Д-р физ.-мат. наук, зам. руководителя по научной работе и международной деятельности СТИ

Тел.: (382-3) 78-01-62

Эл. почта: md_noskov@mail.ru

Чеглоков Алексей Александрович

Программист научного отдела СТИ НИЯУ МИФИ

Тел.: (382-3) 78-01-62

Эл. почта: cheglock@rambler.ru

Matolygin A.A., Istomin A.D.,
Noskov M.D., Cheglockov A.A.

Software for press molding simulation for powder products

The article proposes a software package for modeling the compaction of powder products. The software package consists of data preparation, calculation, and visualization modules as well as data storage. The software allows simulating the compacted powder stressedly-deformed state. The software application methods for powder products compacting are described.

Keywords: pressing, powders, methods of continuum mechanics, software simulation.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.314

А.М. Афанасьев, Ю.М. Голембиовский

Способ задания режимов коммутации силовых ключей при моделировании преобразователя комбинированной структуры с LCD-снабберными цепями

Предложен способ задания режима коммутации ключей импульсных преобразователей с LCD-снабберами, основанный на использовании коэффициента снабберной цепи, что позволяет проводить анализ эффективности работы импульсных преобразователей от режима с «жесткой» коммутацией, до квазирезонансного режима с «мягкой» коммутацией. С использованием коэффициента снабберной цепи выполнен анализ влияния режима коммутации на мощность потерь в основных элементах преобразователя комбинированной структуры.

Ключевые слова: преобразователь комбинированной структуры, IGBT, LCD-снаббер, «мягкая» коммутация.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-99-103

Основным требованием к источникам питания, входящим в состав электротехнологических комплексов с высокочастотными (ВЧ) установками индукционного нагрева, является повышение их энергоэффективности. Применение современных IGBT-приборов при проектировании ВЧ-преобразователей с выходной мощностью десятки-сотни киловатт в рамках классических схемных решений с «жесткой» коммутацией обеспечивает надежную работу на частотах до 20 кГц. Технологическая необходимость увеличения выходной частоты до сотен килогерц требует применения решений, обеспечивающих «мягкое» переключение с учетом особенностей включения и выключения конкретных IGBT-модулей [1, 2].

Полупроводниковый преобразователь комбинированной структуры

В работе [3] предложена концепция построения полупроводниковых преобразователей комбинированной структуры (ПКС) основанная на применении импульсных преобразователей (ИП) в качестве функциональных элементов инверторных структур (рис. 1).

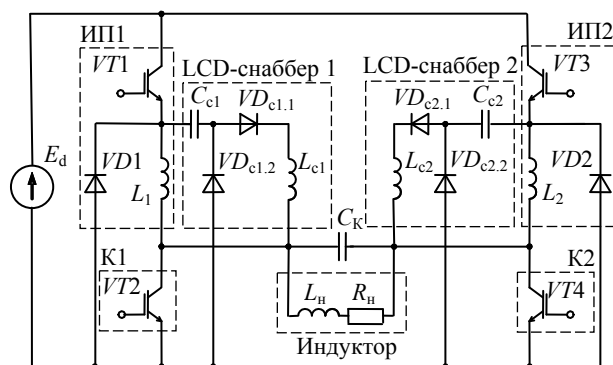


Рис. 1. Принципиальная схема ПКС

Для реализации объединенной «мягкой» коммутации с переключением в нуле напряжения (ZVS) и переключением в нуле тока (ZCS) силовых ключей K1, K2 в ПКС (рис. 2) применяется параллельная емкостная компенсация индуктивности нагрузки.

При этом используется адаптивный к изменению параметров нагрузки алгоритм согласованного управления с синхронизацией по выходному напряжению и время-импульсной модуляцией ИП.

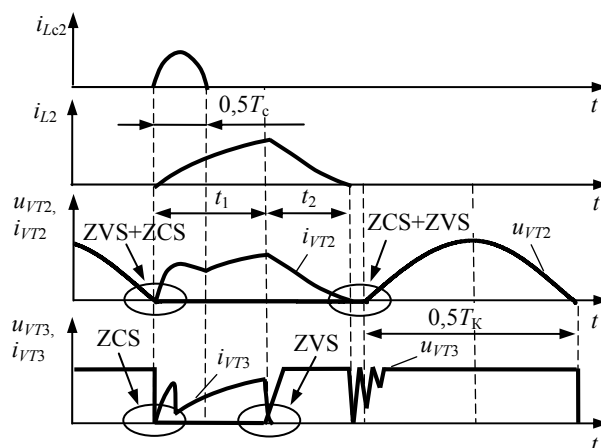


Рис. 2. Временные диаграммы работы преобразователя комбинированной структуры

Эффективность работы ИП в предложенном преобразователе комбинированной структуры будет определяться как режимами протекания тока накопительной индуктивности [4], так и режимами переключения. Режим «мягкой» коммутации силовых ключей в ИП1,2 обеспечивается за счет прерывных токов накопительных индуктивностей (L_1 и L_2 соответственно), при которых включение IGBT происходит при нулевом токе в ZCS-режиме. Формирование траектории выключения IGBT с использованием LCD-снабберов обеспечивает «мягкое» выключение IGBT в ZVS-режиме. Так, для обеспечения «мягкого» выключения транзисторов VT1 и VT3 применены LCD-снабберы, построенные, соответственно, на элементах C_{c1} , $VD_{c1.1}$, $VD_{c1.2}$, L_{c1} и C_{c2} , $VD_{c2.1}$, $VD_{c2.2}$, L_{c2} .

На потери проводимости и коммутационные потери силовых ключей ИП значительное влияние оказывает соотношение параметров накопительной индуктивности и снабберных цепей. Так, на потери

проводимости оказывает влияние форма тока, протекающего через силовой ключ, которая в зависимости от соотношения тока накопительной индуктивности и тока снабберной цепи может изменяться от формы, близкой к треугольной к форме, близкой к синусоидальной (рис. 3, а, кривые 1–3).

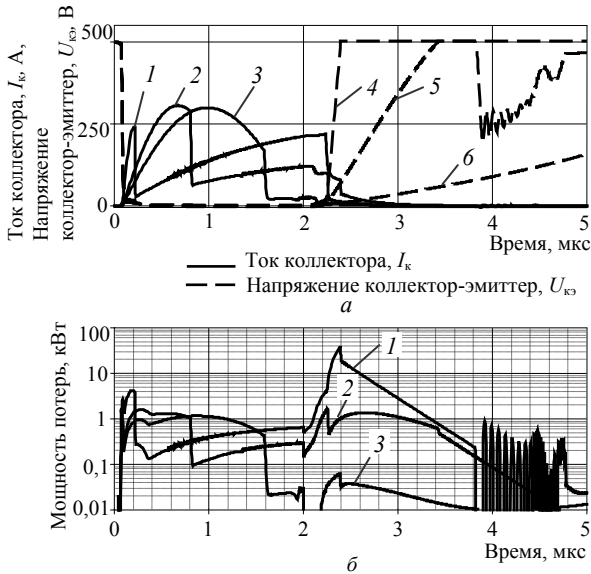


Рис. 3. Влияние соотношения параметров накопительной индуктивности и снабберных цепей на напряжение и ток (а) и мощность потерь (б) силовых ключей ИП

Что касается коммутационных потерь, то благодаря ограничению скорости нарастания напряжения с увеличением емкости снабберного конденсатора C_c (см. рис. 3, а, кривые 4–6) можно снизить динамические потери мощности выключения (рис. 3, б). При этом, накопленная энергия в конденсаторе C_c , регенерируется в нагрузку, что необходимо учитывать при расчете параметров схемы, и выборе полупроводниковых приборов.

Схема замещения преобразователя комбинированной структуры

Принимая все элементы схемы идеальными и с учетом, что процессы, протекающие при работе каждой диагонали моста ПКС, идентичны, составлена схема замещения ПКС (рис. 4). При значениях добротности колебательного контура $Q = 6...20$, образованного индуктором и параллельно включенным конденсатором, нагрузка может быть представлена в виде параллельного соединения источника ЭДС переменного тока $V_{\text{вых}}$, напряжение которого зависит от баланса передаваемой и потребляемой энергии и приведенного сопротивления нагрузки $R'_н$.

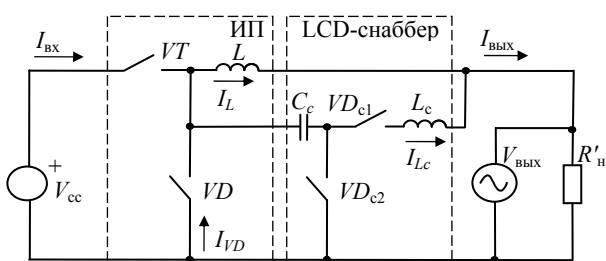


Рис. 4. Схема замещения ПКС

Относительное время D_1 (1) накопления энергии в индуктивности L при замкнутом состоянии транзистора VT определяет первую составляющую входного тока (см. рис. 2, ток i_{L2})

$$D_1 = \frac{t_1}{0,5 \cdot T_K}, \tag{1}$$

где T_K – период выходного напряжения.

Относительное время D_2 отдачи накопленной энергии накопительной индуктивности L определяется выражением (2):

$$D_2 = \frac{t_2}{0,5 \cdot T_K}. \tag{2}$$

Относительное время D_3 (3) накопления энергии в элементах снабберной цепи C_c, L_c определяет вторую составляющую входного тока (см. рис. 2, ток i_{Lc2})

$$D_3 = \frac{0,5 \cdot T_c}{0,5 \cdot T_K}, \tag{3}$$

где $T_c = 2\pi\sqrt{L_c \cdot C_c}$ – период колебательного контура, образованного элементами снабберной цепи.

Среднее значение первой составляющей входного тока $I_{\text{вх}L \text{ ср}}$:

$$I_{\text{вх}L \text{ ср}} = \frac{U_{\text{сэ}} \cdot (2M(\sin(\pi D_1) - \pi D_1) + (\pi D_1)^2)}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_K \cdot L}, \tag{4}$$

где $M = U_{\text{вых} \text{ м}} / U_{\text{сэ}}$ – коэффициент преобразования.

Среднее значение второй составляющей входного тока $I_{\text{вх}Lc \text{ ср}}$ определяется выражением (5):

$$I_{\text{вх}Lc \text{ ср}} = \frac{U_{\text{сэ}} \cdot D_3 (M \cdot \sin(\pi D_3) + 2(D_3^2 - 1))}{\pi \cdot \rho_c \cdot (D_3^2 - 1)}, \tag{5}$$

где $\rho_c = \sqrt{L_c / C_c}$ – волновое сопротивление снабберной цепи.

Уравнение баланса мощностей (6), в котором учтены все параметры, оказывающие влияние на энергетические и массогабаритные показатели ПКС, получено при условии, что все элементы схемы идеальны:

$$M \cdot \left(\frac{\sin(\pi \cdot D_1) - \pi \cdot D_1}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_K \cdot L} + \frac{D_3^2 \cdot \cos(0,5 \cdot \pi \cdot D_3)}{\pi \cdot \rho_c \cdot (D_3^2 - 1)} \right) + \left(\frac{D_1^2}{4 \cdot f_K \cdot L} + \frac{D_3}{\pi \cdot \rho_c} \right) = \frac{M^2}{2 \cdot Q_n \cdot \rho_n}, \tag{6}$$

где Q_n, ρ_n – параметры нагрузки; L – значение накопительной индуктивности; f_K – частота коммутации.

Задание режима коммутации силовых ключей импульсного преобразователя со снаббером

Режим коммутации силовых ключей ИП с применением снабберных цепей зависит от скорости нарастания напряжения на ключах (7):

$$dU/dt = C_c \cdot I_K \tag{7}$$

В случае применения LCD-снаббера задание режима коммутации возможно за счет изменения параметров снабберной емкости. При этом ее изменение оказывает влияние на параметры колебательного контура, образованного индуктивностью и емкостью LCD-снаббера, такие как волновое сопротивление ρ_c и период колебаний T_c , что, в свою очередь, приводит к цепочке изменений других параметров схемы и существенно усложняет проведение анализа исследуемого преобразователя. Также на скорость нарастания напряжения влияет амплитудное значение тока накопительной индуктивности.

В данной работе предлагается для изменения режима коммутации силового ключа использовать коэффициент снабберной цепи $K_{сц}$ (8), который определяется отношением полупериода колебательного контура LCD-снаббера к длительности импульса:

$$K_{сц} = \frac{0,5 \cdot T_c}{t_1} = \frac{D_3}{D_1}. \quad (8)$$

Использование коэффициента снабберной цепи позволяет с учетом выходной частоты одновременно задавать параметры индуктивности и емкости снабберных цепей при фиксированном значении волнового сопротивления. С учетом того, что выходной ток ИП с LCD-снаббером определяется суммой токов снабберной и накопительной индуктивностей, введение условия постоянства входного тока позволяет при изменении коэффициента снабберной цепи $K_{сц}$ изменять соотношение их средних значений, а следовательно, и амплитудное значение тока накопительной индуктивности. Таким образом, изменение коэффициента снабберной цепи $K_{сц}$ позволяет проводить анализ работы ИП с LCD-снаббером от режима с «жесткой» коммутацией ($K_{сц} = 0$) до квазирезонансного режима работы ИП с «мягкой» коммутацией силовых ключей ($K_{сц} = 1$).

Из выражения (9) определяется волновое сопротивление снабберной цепи, соответствующее квазирезонансному режиму коммутации ($K_{сц} = 1$):

$$\rho_c = \frac{2 \cdot U_{сц}}{\pi \cdot I_{вх}} \left[1 + \frac{M \cdot (\cos(\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц}) - 1)}{\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц}} \right], \quad (9)$$

где $I_{вх}$ – заданное значение входного тока.

Из выражений (10), (11) с учетом значений T_c и ρ_c определяются параметры элементов снабберной цепи:

$$L_c = T_c \cdot \rho_c / 2\pi, \quad (10)$$

$$C_c = L_c / \rho_c^2. \quad (11)$$

Определение мощности потерь в основных элементах схемы

При определении аналитических выражений, описывающих статические ВАХ транзисторов и диодов, применен метод кусочно-линейной аппроксимации [4]. Из выражения (12) можно определить мощность потерь проводимости в транзисторе $VT1$ (диоде $VD1$):

$$P_{VTст} = (U_{кэ0} \cdot I_{ксп} + r_{VTдиф} \cdot I_{кд}^2), \quad (12)$$

где $U_{кэ0}$ – начальное напряжение транзистора (диода) при $I_k = 0$; $r_{VTдиф}$ – дифференциальное сопротивление транзистора (диода); $I_{ксп}$ – среднее значение тока транзистора (диода); $I_{кд}$ – действующее значение тока транзистора (диода).

Из выражений (13) и (14) определяются соответственно среднее и среднеквадратическое значение тока транзистора

$$I_{ксп} = (0,5 \cdot I_{Lm} \cdot D_1 + 2 \cdot I_{Lcm} \cdot \pi^{-1} \cdot D_1 \cdot K_{сц}), \quad (13)$$

где $I_{Lm} = 2K_{RL} (0,5 \cdot I_{вх} - I_{Lcm} \cdot D_1 \cdot K_{сц} \cdot \pi^{-1})$ – амплитудное значение тока накопительной индуктивности; K_{RL} – коэффициент пульсации тока накопительной индуктивности, для режима прерывных токов $K_{RL} \geq 1$ [4]; $I_{Lcm} = (U_{сц} - U_{вых}) / \rho_c$ – амплитудное значение тока снабберной индуктивности.

$$I_{кд} = I_{Lm} \cdot \sqrt{D_1 / 6} + I_{Lcm} \cdot \sqrt{\frac{D_1 \cdot K_{сц}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц})}{8\pi}}. \quad (14)$$

Из выражений (15)–(18) определяются соответственно средние и действующие значения токов обратного VD и снабберных диодов VD_{c1} (VD_{c2}):

$$I_{VDссп} = 0,5 \cdot I_{Lm} \cdot D_2, \quad (15)$$

$$I_{VDсд} = I_{Lm} \cdot \sqrt{D_2 / 6}, \quad (16)$$

$$I_{VDссп} = \frac{I_{Lcm}}{\pi} \cdot D_3, \quad (17)$$

$$I_{VDсд} = I_{Lcm} \sqrt{\frac{D_1 \cdot K_{сц}}{4} - \frac{\sin(2\pi \cdot D_1 \cdot K_{сц})}{8 \cdot \pi}}. \quad (18)$$

Мощность потерь переключения за период коммутации определяется из выражения (19):

$$P_{дин} = f_k \cdot (E_{вкл} + E_{выкл}). \quad (19)$$

Зависимости энергий включения $E_{вкл} = F(I_k)$ и выключения $E_{выкл} = F(I_{Lm})$ IGBT в результате аппроксимаций справочных характеристик [4] описываются аналитическими выражениями

$$E_{вкл} = K_{R3} \cdot K_{U_{вкл}} \left(a \cdot I_{квкл}^m + b \cdot I_{квкл}^n \right), \quad (20)$$

$$E_{выкл} = K_{R3} \cdot K_{U_{выкл}} \left(a \cdot I_{квыкл}^m + b \cdot I_{квыкл}^n \right), \quad (21)$$

где $K_{U_{вкл}} = \frac{U_{кэ вкл}}{U_{сн ном}}$, $K_{U_{выкл}} = \frac{U_{кэ выкл}}{U_{сн ном}}$, K_{R3} – масштабирующие коэффициенты, учитывающие зависимость энергий переключения от коммутирующего напряжения и сопротивления затвора; $U_{кэ вкл}$, $U_{кэ выкл}$ – напряжение на транзисторе, соответствующее моментам включения и выключения; $U_{сн ном}$ – номинальное напряжение коммутации.

Напряжение на транзисторе, соответствующее моменту выключения, с учетом значения снабберной емкости, определяется выражением

$$U_{кэ выкл} = I_{Lm} \cdot t_{выкл} / C_c, \quad (22)$$

где $t_{выкл}$ – время выключения транзистора.

Ток, соответствующий моменту включения транзистора $I_{к\text{вкл}}$, определяется из выражения (23):

$$I_{к\text{вкл}} = I_{Lcm} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot t_{\text{вкл}} \cdot T_c^{-1}), \quad (23)$$

где $t_{\text{вкл}}$ – время включения транзистора.

Оценка энергетических показателей накопительных, снабберных индуктивностей и снабберных конденсаторов проводится с использованием методики [5], в соответствии с которой общая мощность потерь в индуктивности определяется из выражения

$$P_L = P_M + P_{061} + P_{062}, \quad (24)$$

где P_M – мощность потерь в магнитопроводе; P_{061} , P_{062} – мощность потерь в медной обмотке, соответственно от переменной и постоянной составляющей тока.

При оценке потерь мощности в конденсаторах (25) учитывается, что они состоят из диэлектрических P_D и резистивных P_R потерь:

$$P_C = P_D + P_R. \quad (25)$$

При математическом моделировании были приняты следующие исходные данные: коэффициент преобразования $M = 0,75$; относительное время проводимости транзистора $D_1 = 0,5$; коэффициент пульсаций тока накопительной индуктивности $K_{RL} = 1$; мощность нагрузки $P_{\text{вых}} = 40$ кВт; частота коммутации $f_k = 100$ кГц; напряжение питания $U_{cc} = 515$ В. В качестве ключевых элементов был выбран модуль SKM200GAR125D фирмы Semikron. Для определения мощности потерь магнитопровода использовались характеристики материала Kool Mμ фирмы Magnetics с магнитной проницаемостью $\mu = 26$. Для определения потерь катушки использовались параметры литцендрата фирмы New England Wire. Для определения мощности потерь снабберных конденсаторов использовались параметры конденсаторов серии B32656S7684 фирмы EPCOS.

Обсуждение результатов моделирования

Как можно видеть из зависимостей относительных потерь в IGBT-модуле от коэффициента $K_{\text{сц}}$ (рис. 5), изменение режима коммутации влияет как на потери включения, так и на потери выключения.

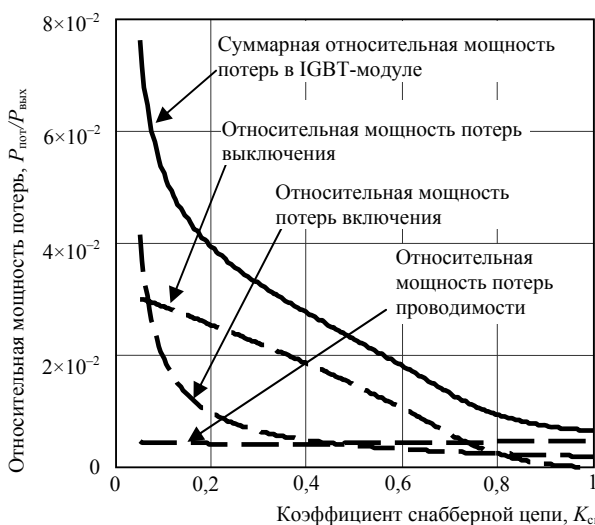


Рис. 5. Зависимость относительной мощности потерь в IGBT-модуле от коэффициента снабберной цепи

При этом в диапазоне $K_{\text{сц}} = 0,05 \dots 0,2$ наблюдается существенное уменьшение суммарных потерь в IGBT-модуле за счет потерь включения. Участок $K_{\text{сц}} = 0,2 \dots 0,8$ характеризуется снижением суммарных потерь в основном за счет снижения потерь выключения. На участке $K_{\text{сц}} = 0,8 \dots 1$ снижение потерь замедляется, т.к. суммарные потери в основном определяются потерями включения, которые остаются неизменными.

Изменение относительных потерь в пассивных элементах ПКС с увеличением коэффициента $K_{\text{сц}}$ (рис. 6) характеризуется уменьшением потерь в накопительной индуктивности и увеличением потерь в снабберной индуктивности и емкости. Общие потери в пассивных элементах за счет потерь в снабберных цепях возрастают.

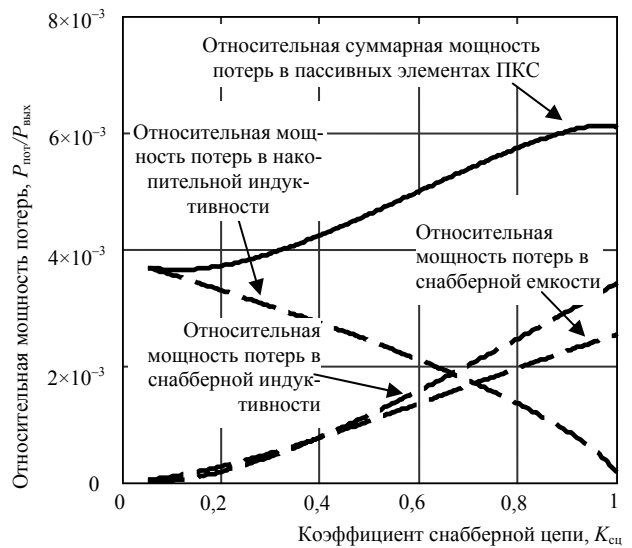


Рис. 6. Зависимость относительной мощности потерь пассивных элементов от коэффициента снабберной цепи

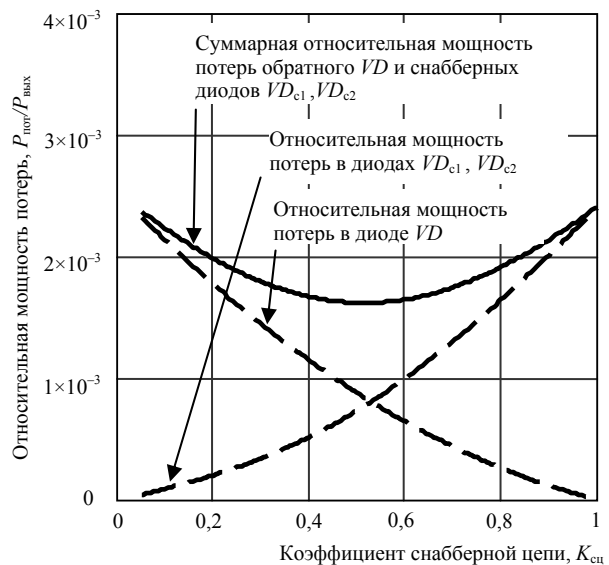


Рис. 7. Зависимость относительной мощности потерь обратного и снабберных диодов от коэффициента снабберной цепи

Суммарная относительная мощность потерь обратного и снабберных диодов (рис. 7) на участке

$K_{\text{сн}} = 0,05 \dots 0,5$ уменьшается за счет более интенсивного уменьшения потерь обратного диода. На участке $K_{\text{сн}} = 0,5 \dots 1$ суммарные потери диодов увеличиваются за счет более интенсивного увеличения потерь в снабберных диодах.

Для оценки влияния режима коммутации на эффективность работы ПКС в целом построены зависимости, учитывающие общие потери во всех основных элементах схемы (рис. 8), анализ которых позволяет сделать вывод, что для принятых условий моделирования общие потери, в основном, определяются потерями IGBT-модуля. Потери в пассивных элементах и диодах ПКС несущественно влияют на характер изменения общих потерь.

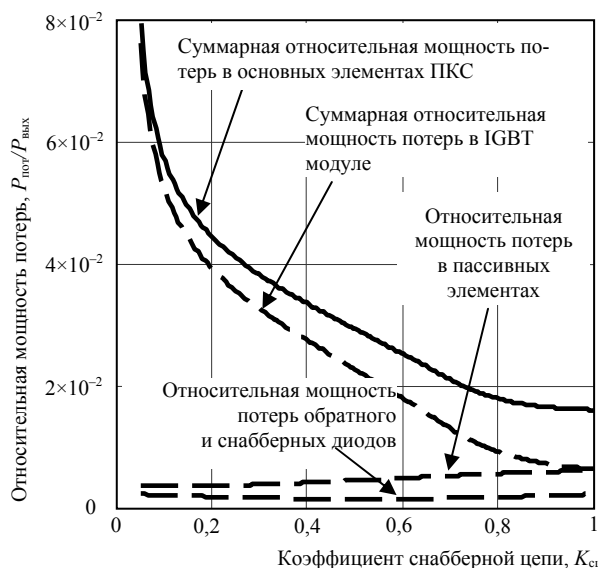


Рис. 8. Зависимость относительной мощности потерь активных и пассивных элементов от коэффициента снабберной цепи

Заключение

Предложенный способ задания режима коммутации ключей в схемах ИП с LCD-снабберами с применением коэффициента снабберной цепи $K_{\text{сн}}$ позволяет проводить анализ эффективности работы схем от режима с «жесткой» коммутацией ($K_{\text{сн}} = 0$) до квазирезонансного режима с «мягкой» коммутацией ($K_{\text{сн}} = 1$).

Проведенный анализ работы ПКС при изменении режима коммутации показал, что для принятых условий моделирования увеличение коэффициента $K_{\text{сн}}$ от 0,05 до 0,8 позволяет приблизительно в 8 раз уменьшить относительную мощность потерь IGBT-модуля. При этом относительная суммарная мощность потерь ПКС за счет увеличения мощности потерь в пассивных элементах схемы уменьшается приблизительно в 4 раза.

Полученные результаты позволяют предварительно оценить мощность потерь в основных элементах схемы для разных режимов коммутации и определить параметры для их выбора, что может быть полезно для инженерного проектирования.

Литература

1. Тихомиров И.С. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения для установок индукционного нагрева / И.С. Тихомиров, А.С. Васильев, Д.А. Патанов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2008. – № 8. – С. 262–267.
2. Земан С.К. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева / С.К. Земан, О.Е. Сандырев // Изв. ТПУ. – 2007. – Т. 310, № 1. – С. 191–196.
3. Афанасьев А.М. Улучшение энергетических характеристик параллельного резонансного инвертора / А.М. Афанасьев // Технічна електродинаміка. – 2012. – № 3. – С. 63–64.
4. Afanasyev O.M. Method for determining energy losses in switched-mode converter power switches depending on storage inductor current modes / O.M. Afanasyev, A.A. Shcherba // XXXIII International Scientific Conf. «Electronics and Nanotechnology». – Ukraine, Kyiv, 2013. – P. 339–343.
5. Афанасьев А.М. Определение энергетических и массогабаритных показателей пассивных элементов импульсных преобразователей / А.М. Афанасьев, А.В. Еремина // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2013. – № 5. – С. 13–19.

Афанасьев Александр Михайлович

Соискатель каф. системотехники (СТ)
Саратовского гос. технического ун-та им. Ю.А. Гагарина (СГТУ)
Тел.: +38 (095) 512-59-41
Эл. почта: alexandr.afanasyev@gmail.com

Голембиовский Юрий Мичиславович

Д-р техн. наук,
профессор каф. системотехники (СТ) СГТУ
Тел.: +7 (845-2) 99-88-43
Эл. почта: yrmg_37@mail.ru

Afanasyev A.M., Golembiovsky Y.M.

Method to set a switching mode for power switches when modeling the converter with combined structure and LCD-snubber circuits

The article presents a method to set a switching mode for power switches applied in the pulse converters with LCD-snubbers which uses the snubber circuit factor, that allows to analyze the efficiency of switching converters operation, from the mode with «hard» switching to the quasi-resonant mode with a «soft» switching. The analysis of the switching mode effect on the losses of power in the core elements of converter with combined structure is performed using the snubber circuit factor.

Keywords: converter with combined structure, IGBT, LCD-snubber, «soft» switching.

УДК 519.876.5:62-83

А.Ф. Лекарев, И.С. Костарев, А.М. Гаврилов, В.О. Нагорный

Метод синтеза регулятора двухмассового электропривода

Рассмотрен метод синтеза регулятора двухмассового электропривода по гарантирующему асимптотическую устойчивость критерию отрицательной знакоопределенности отношения дифференциала сигнала скорости к сигналу ошибки по скорости. Сохранить устойчивость процесса на частоте ШИМ в широком диапазоне изменения параметров позволяет закон, согласно которому управляющий сигнал формируется как комбинация, состоящая из дифференциала сигнала скорости и произведения сигнала ошибки по скорости и периодического пилообразного сигнала.

Ключевые слова: двухмассовый электропривод, электромеханическая система, схмотехническое моделирование, широтно-импульсная модуляция, регулятор.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-104-107

Электропривод практически всегда является многомассовой электромеханической системой с упругими механическими связями. Основные особенности взаимодействия электрической и упругой механической частей системы достаточно полно выявляются при простейшем представлении механической части в виде двухмассовой упругой системы, у которой ротор электродвигателя с моментом инерции J_1 соединен посредством невесомого эквивалентного упругого вала, имеющего коэффициент жесткости c_{12} , с сосредоточенной механической нагрузкой, имеющей момент инерции, равный J_2 [1].

Модели механической части такого электропривода соответствует система уравнений:

$$\begin{cases} M_{эм} - M_c - M_{12} = J_1 \frac{d\Omega_1}{dt}; \\ M_{12} - M_n = J_2 \frac{d\Omega_2}{dt}; \\ M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2), \end{cases}$$

где $M_{эм}$ – электромагнитный момент; M_c – потери вращающего момента на трение в электродвигателе; M_{12} – вращающий момент, передаваемый с вала электродвигателя на выходной вал; $\varphi_1 - \varphi_2$ – деформация невесомого эквивалентного упругого вала; φ_1 , φ_2 – угловое положение вала электродвигателя и выходного вала; Ω_1 , Ω_2 – частота вращения вала двигателя и выходного вала.

Регулировочные характеристики большинства управляемых бесконтактных электроприводов при современных способах управления аналогичны характеристикам управляемых электроприводов с электродвигателем постоянного тока, а на периоде коммутации их силовую цепь можно привести к силовой цепи электродвигателя постоянного тока [2], поэтому для синтеза регулятора двухмассового электропривода использована модель данного электродвигателя.

В электродвигателе постоянного тока при любом положении ротора вектор магнитного поля и вектор поля якоря составляют угол, приближающийся к прямому, соответственно уравнения процесса электромеханических преобразований имеют вид

$$\begin{cases} U_{дв} = i_{дв} R_{дв} + L_{дв} di_{дв} / dt + E_{дв}; \\ M_{эм} = k_m \Phi_{дв} i_{дв} = c_m i_{дв}; \\ E = k_m \Phi_{дв} \Omega_1 = c_m \Omega_1, \end{cases}$$

где $U_{дв}$, $i_{дв}$, $L_{дв}$, $R_{дв}$, $E_{дв}$ – напряжение, ток, индуктивность, активное сопротивление и ЭДС вращения в силовой цепи электродвигателя; $\Phi_{дв}$ – магнитный поток полюса; c_m – коэффициент преобразований электродвигателя; k_m – коэффициент электродвигателя.

Для представления электромеханической системы в виде электрической схемы можно использовать современные пакеты схмотехнического моделирования, которые позволяют реализовать различные формы представления моделей, объединяя возможности моделирования принципиальных и функциональных схем, и поэтому могут эффективно служить для исследования и проектирования электроприводов.

Электрические цепи являются моделями прямой аналогии многих физических систем. Составление электрических цепей-моделей производится в соответствии с методом электромеханических аналогий, основанном на подобию дифференциальных уравнений, описывающих динамические процессы различной физической природы. Электромеханические аналогии позволяют исследовать механические системы на компонентном уровне, что дает возможность более наглядно учитывать влияние отдельных параметров на характеристики системы. При этом моделирование отдельных узлов может производиться на функциональном (формированием передаточных функций) и на компонентном (использованием электромеханических аналогий) уровнях.

Модель силовой части двухмассового электропривода (рис. 1) состоит из электродвигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, присоединенного к механической нагрузке через упругий вал, при этом механическая часть выполнена электромеханическими аналогиями с параметрами, приведенными к силовой электрической цепи электродвигателя:

$$i_{дв} = \frac{M_{эм}}{c_M}; \quad i_{п1} = \frac{M_{п1}}{c_M}; \quad i_{п2} = \frac{M_{п2}}{c_M};$$

$$i_{12} = \frac{M_{12}}{c_M}; \quad i_n = \frac{M_n}{c_M};$$

$$U_1 = E = c_M \Omega_1; \quad U_2 = c_M \Omega_2;$$

$$C_1 = \frac{J_1}{c_M^2}; \quad C_2 = \frac{J_2}{c_M^2}; \quad L_{12} = \frac{c_M^2}{c_{12}}$$

где $i_{п1}$, $i_{п2}$, i_{12} , i_n – составляющие тока силовой цепи электродвигателя, соответствующие составляющим электромагнитного момента – статического момента потерь в первом ($M_{п1}$) и втором ($M_{п2}$) звеньях механической части системы, момента передачи во второе звено механической части системы (M_{12}) и момента нагрузки (M_n); C_1 и C_2 – емкости, имитирующие момент инерции звеньев механической части (соответственно J_1 и J_2); L_{12} – индуктивность, имитирующая податливость невесомого эквивалентного упругого вала, значение которой обратно пропорционально его жесткости c_{12} .

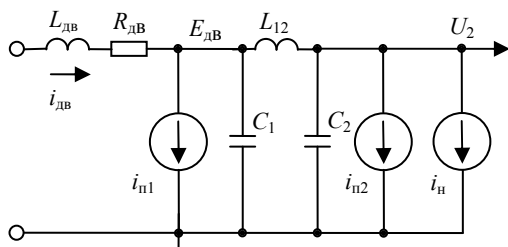


Рис. 1. Модель силовой части двухмассового электропривода

Энергетический канал электропривода с импульсной модуляцией состоит из нелинейной импульсной части, непрерывной части и канала управления. Управление при этом основано на изменениях структуры системы, которые определяют динамические процессы, обеспечивающие преобразование одного вида энергии в другую с заданным качеством. Поскольку энергетические и динамические процессы при этом взаимно обусловлены, а изменение координат, характеризующих движение системы, связано с накоплением и передачей энергии в реактивных элементах ее непрерывной части, то процессы управления желательно рассматривать совместно с процессами преобразования энергии. Поэтому синтез закона управления электроприводом предлагается осуществлять по гарантирующему асимптотическую устойчивость критерию отрицательной знакоопределенности отношения

$$\dot{x}/x = -k,$$

где x – сигнал ошибки, равный разности выходной и заданной частот вращения.

Этот подход реализуется в системах со скользящим процессом, работающих в релейном режиме [3].

Основной недостаток этого способа управления – большой диапазон изменения частоты переключения, что приводит к увеличению динамических потерь в регулирующем элементе, усложнению

фильтрации и ухудшению электромагнитной совместимости аппаратуры.

Обеспечить устойчивость квазискользющего процесса на частоте ШИМ в широком диапазоне изменения параметров позволяет закон управления, при котором управляющий сигнал F формируется в блоке управления как комбинация, состоящая из сигнала \dot{x} и произведения сигналов x и периодического пилообразного Y_n [4] F_d :

$$F = T_d \dot{x} + (1 - Y_n)x; \quad (1)$$

$$Y_n = t/T,$$

где T_d – коэффициент передачи производной сигнала ошибки; T – период широтно-импульсной модуляции.

Двухмассовый электропривод можно представить как две парциальные системы второго порядка, связанные друг с другом таким образом, что колебания в одной из них влияют на колебания в другой и наоборот. Исходя из этого, для формирования структуры закона управления необходимо выполнение условия

$$\frac{C_1 \dot{x}_1 + C_2 \dot{x}_2}{C_1 x_1 + C_2 x_2} = -k, \quad (2)$$

гарантирующего асимптотическую устойчивость процесса для эквивалентного сигнала ошибки $x_3 = U_3 - U_{оп}$ (с учетом, что $U_1 = E_{дв} \equiv \Omega_1$, $U_2 \equiv \Omega_2$, $U_{оп} \equiv \Omega_{оп}$), где $x_1 = U_1 - U_{оп}$, $x_2 = U_2 - U_{оп}$ – сигналы ошибки первого и второго звена; U_1 , U_2 – напряжение (частота вращения) первого и второго звена; U_3 – эквивалентное напряжение (частота вращения); $U_{оп}$ – напряжение (частота вращения) задания.

В свою очередь

$$U_3 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U_1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} U_2,$$

так как $C_1 \dot{x}_1 = i_{C1}$; $C_2 \dot{x}_2 = i_{C2}$; а $i_{C1} + i_{C2} = i_{дв} - i_n = \tilde{i}_{дв}$.

Здесь $C_1 \dot{x}_1$, $C_2 \dot{x}_2$ – дифференцированные выходные сигналы частоты вращения вала двигателя и нагрузки; i_{C1} , i_{C2} – пульсирующие составляющие токов, имитирующие пульсирующие составляющие моментов вращения на валу двигателя и нагрузки; $i_{дв}$ – ток двигателя; i_n – ток, имитирующий момент нагрузки, приведенный к току двигателя. Тогда с учетом выражения (2) закон управления (1) для двухмассового электропривода приводится к виду

$$F = k_m \tilde{i}_{дв} + (U_3 - U_{оп})(1 - Y_n); \quad (3)$$

$$VT = \begin{cases} \theta & \text{при } 0 < t_п < t_к; \\ \bar{\theta} & \text{при } t_к < t_п < T, \end{cases}$$

где $U_{оп}$ – заданная частота (ЭДС) вращения; k_m – коэффициент связи; $\tilde{i}_{дв}$ – пульсирующая составляющая тока двигателя; U_1 , U_2 – ЭДС вращения вала двигателя и напряжение, имитирующие частоту вращения вала двигателя и подсоединенной нагрузки; VT – состояние ключевого элемента (при модуляции заднего фронта $\theta = 1$, при модуляции передне-

го фронта $\theta = 0$); $Y_{\pi} = \theta \left(1 - \frac{t_{\pi}}{T}\right) + \bar{\theta} \left(\frac{t_{\pi}}{T}\right)$ – пилообразный сигнал; $t_{\pi} = T \{t/T\}$ – временная координата для формирования пилообразного сигнала ($\{a\}$ – дробная часть числа a); T – длительность периода коммутации; t_k – момент коммутации, определяемый при модуляции заднего фронта корнем уравнения $F = 0$ при $\dot{F} > 0$, а при модуляции переднего фронта корнем уравнения $F = 0$ при $\dot{F} < 0$.

На электрической схеме модели двухмассового электропривода (рис. 2) электродвигатель и подсоединенная к нему нагрузка представлены электромеханическими аналогиями: C_1, C_2 – емкости конденсаторов первого и второго звена, имитирующие момент инерции вала двигателя и подсоединенной нагрузки соответственно; $L_{дв}$ – индуктивность обмотки двигателя; L_{12} – индуктивность, имитирующая податливость передачи к подсоединенной нагрузке (приведенная к силовой цепи питания); U_1, U_2 – ЭДС вращения и напряжение, имитирующие частоту вращения вала двигателя и подсоединенной нагрузки (приведенные к ЭДС вращения).

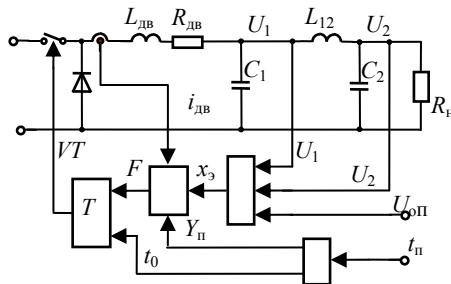


Рис. 2. Электрическая схема модели двухмассового электропривода

Переходный процесс пуска, наброса и сброса нагрузки двухмассового электропривода (рис. 3) представлен параметрами: номинальный момент вращения $M_{ном} = 20$ Н·м; номинальная частота вращения $\Omega_{ном} = 50$ рад/с; индуктивность силовой цепи двигателя $L_{дв} = 0,8$ мГн; сопротивление силовой цепи двигателя $R_{дв} = 0,678$ Ом; момент инерции вала двигателя $J_1 = 3 \cdot 10^{-6}$ кг·м²; момент инерции нагрузки $J_2 = 7 \cdot 10^{-6}$ кг·м²; податливость вала $L_{12} = 0,38 \cdot 10^{-3}$ рад/(Н·м).

Таким образом, в электроприводе с регулятором, реализующим управление по выражению (3) с частотой ШИМ 20 кГц, в переходных режимах (пуск до частоты вращения 5000 об/мин под нагрузкой 10,0 Н·м, наброс нагрузки с 10,0 до 20,0 Н·м на частоте вращения 50 рад/с), управляющий сигнал F обеспечивает устойчивость управления эквивалентным выходным напряжением U , и хорошее демпфирование колебаний напряжения (частоты вращения) между звеньями электропривода, при этом его можно представить как

$$F = k_m \dot{i}_{дв} + (U_2 - U_{оп} + F_d)(1 - Y_{\pi}),$$

где $F_d = \frac{C_1}{C_1 + C_2}(U_1 - U_2)$ – демпфирующий сигнал.

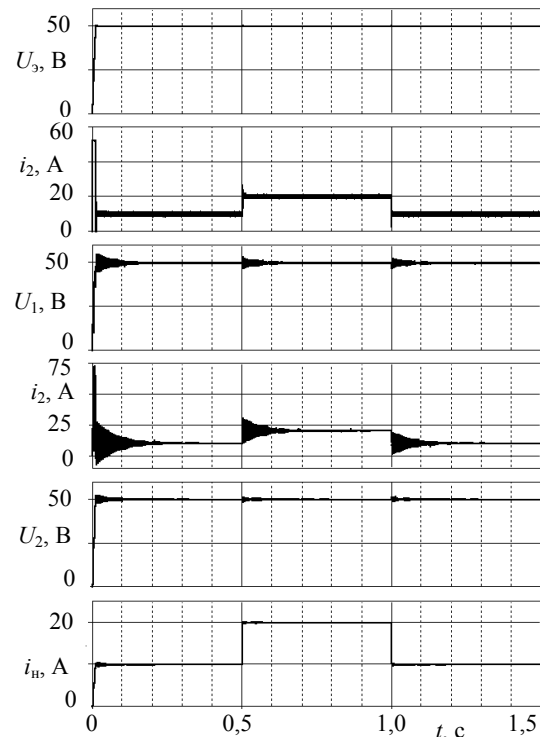


Рис. 3. Переходный процесс пуска, наброса и сброса нагрузки

Выводы

1. Современные пакеты схемотехнического моделирования могут эффективно служить для исследования и проектирования электромеханических систем.
2. Обеспечить устойчивость квазискользящего процесса на частоте ШИМ в широком диапазоне изменения параметров позволяет закон управления, при котором управляющий сигнал формируется как комбинация, состоящая из дифференциала сигнала скорости и произведения сигналов ошибки по скорости и периодического пилообразного.
3. Предложенный закон управления с использованием эквивалентного сигнала скорости двухмассового электропривода обеспечивает хорошее демпфирование колебаний частоты вращения между звеньями электропривода.

Литература

1. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
2. Казанцев Ю.М. Разработка модели и синтез регулятора бесконтактного электропривода / Ю.М. Казанцев, А.Ф. Лекарев // Приборы и системы. Сер. Управление, контроль, диагностика. – 2003. – № 6. – С. 22–25.
3. Теория систем с переменной структурой / С.В. Емельянов и др. – М.: Изд-во физико-математической литературы, 1970. – 692 с.
4. Казанцев Ю.М. Формирование квазискользящих процессов в импульсных преобразователях с ШИМ / Ю.М. Казанцев, А.И. Чернышев, А.Ф. Лекарев // Электричество. – 1993. – № 12. – С. 45–49.

Лекарев Анатолий Федорович

Канд. техн. наук, вед. науч. сотр. АО «НПЦ «Полус», Томск
Тел.: 8 (382-2) 60-66-38
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Костарев Игорь Степанович

Канд. техн. наук, начальник отд. АО «НПЦ «Полус»
Тел.: 8 (382-2) 60-66-38
Эл. почта: kostarevis@mail.ru

Гаврилов Анатолий Михайлович

Инженер-конструктор 1 кат. АО «НПЦ «Полус»
Тел.: 8 (382-2) 60-66-87
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Нагорный Василий Олегович

Аспирант, инженер-конструктор I кат. АО «НПЦ «Полус»
Тел. 8 (382-2) 60-66-87
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Lekarev A.F., Kostarev I.S., Gavrilov A.M., Nagorniy V.O.
Synthesis method for two-mass electrical drive regulator

A synthesis method for two-mass electrical drive regulator that guarantee asymptotic stability to the criterion of the negative sign-definiteness of the differential speed signal ratio to the error signal for speed has been considered. The stability of the process at the PWM frequency in a wide range of variation of the parameters is maintained by the law, according to which the control signal is formed as a combination of differential speed signal and the result of the error signals for speed and a periodic sawtooth one.

Keywords: two-mass electrical drive, electromechanical system, circuit simulation, pulse width modulation, controller.

СООБЩЕНИЯ

УДК 621:382

В.С. Лукаш, М.А. Романова, С.В. Смирнов

Тепловой режим приборных светодиодных ламп ЛПМ 26

Приведены результаты исследований теплового режима приборных светодиодных ламп ЛПМ 26 в диапазоне температур от 20 до 120 °С. Показано, что температура светодиодов в лампе определяется, как тепловыми процессами в активной области кристаллов, так и тепловыделением в интегральном стабилизаторе тока и балластном резисторе, что приводит к возникновению перегрева светодиодов на 25–30 °С выше, чем температура корпуса лампы.

Ключевые слова: светодиодная лампа, температура, полуширина спектра излучения, стабилизатор тока.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-1-111-113

Светодиодные лампы ЛПМ 26 производства ОАО НИИПП (г. Томск) предназначены для использования в транспортных средствах взамен ламп накаливания МН 26-0,12. Основные параметры лампы: напряжение питания 26 В, потребляемый ток 20 мА, световой поток 12 лм, температура эксплуатации от –40 до +60 °С. Кроме того, по цветовой температуре они подразделяются на лампы «холодного» и «теплого» света. При практически одинаковых светотехнических параметрах с лампами накаливания светодиодная лампа имеет малую потребляемую электрическую мощность и прогнозируемый средний срок службы до 50000 ч, в то время как у ламп накаливания он не превышает 2000 ч. Но реальный срок службы светодиодной лампы зависит от рабочей температуры кристаллов, которая не должна превышать 115 °С. Поэтому важной задачей является определение максимальной температуры кристаллов светодиодов при предельной рабочей температуре корпуса в +60 °С.

Конструкция светодиодной лампы по дизайну, габаритным и присоединительным размерам идентична МН 26-0,12 (рис. 1).



Рис. 1. Внешний вид приборных светодиодных ламп ЛПМ 26

Светорассеивающее тело лампы изготовлено из кремнийорганического компаунда с добавлением кварцевого порошка. Внутреннее устройство лампы (рис. 2) представляет собой трехкристальный светодиодный модуль (D_1, D_2, D_3) на основе светодиодов типа NESL 157F-H3 фирмы Nichia на плакированной плате из сплава алюминия, стабилизатор тока (A) в интегральном исполнении типа LM-317Lz, балластный резистор (R) и диодный мост. На этом же рисунке представлена и электрическая схема лампы.

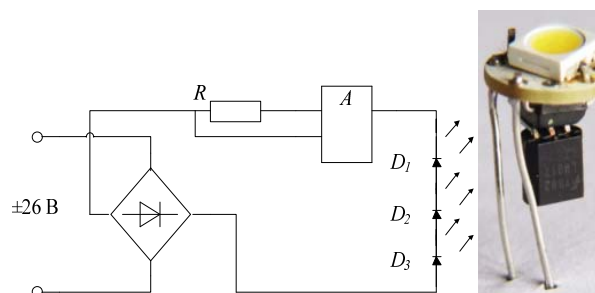


Рис. 2. Электрическая схема лампы и её внутреннее устройство

Так как величина подаваемой электрической мощности достаточно велика и составляет 0,52 Вт, то одной из главных проблем при эксплуатации светодиодных ламп является обеспечение оптимального теплового режима [1, 2]. Это связано с сильной зависимостью всех параметров лампы, а в особенности величины светового потока и срока безотказной работы изделия от температуры.

Суммарный нагрев лампы обусловлен выделением тепла как в светодиодном модуле, так и в стабилизаторе и балластном сопротивлении. Исходя из паспортных данных и величины рабочего тока, распределение выделяющейся тепловой мощности следующее [1]:

- 320 мВт на стабилизаторе напряжения LM317Lz;
- 25 мВт на балластном резисторе;
- 120 мВт на светодиодном модуле.

Итого суммарная тепловая мощность составляет 465 мВт, остальная электрическая мощность (55 мВт) излучается в виде света. Все выделяющееся тепло отводится через цоколь и байонет патрона В10d, а также поверхность корпуса лампы в окружающую среду.

Исходные данные для теплового расчета методом электротепловой аналогии следующие [2]:

- тепловое сопротивление стабилизатора LM317Lz в корпусе ТО-92 составляет 100 °С/Вт;
- тепловое сопротивление балластного резистора на плакированной алюминиевой плате имеет величину 50 °С/Вт;
- тепловое сопротивление светодиодного модуля на основе светодиодов NESL 157F-H3 составляет 60 °С/Вт.

Тепловой расчет проведен по стандартной методике [1]. Общее тепловое сопротивление лампы, размещенной в стандартном патроне типа B10d от активной области кристалла ($p-n$ -перехода) центрального светодиода до корпуса патрона, при комнатной температуре составляет $75\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

Исследования теплового режима лампы проводили в диапазоне температур от комнатной до $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Измерения температуры кристаллов проводили бесконтактным методом, путем регистрации уширения спектра излучения светодиодов на уровне 0,5 от максимального значения при постоянном рабочем токе и последующего сравнения с уширением спектра при том же значении тока, но в импульсном режиме при длительности импульсов 1 мкс и частоте следования 1000 Гц [4–5]. Фотометрические измерения проводили с помощью спектрометра AVAS-рес-2048-USB-2. Результаты измерений представлены на рис. 3.

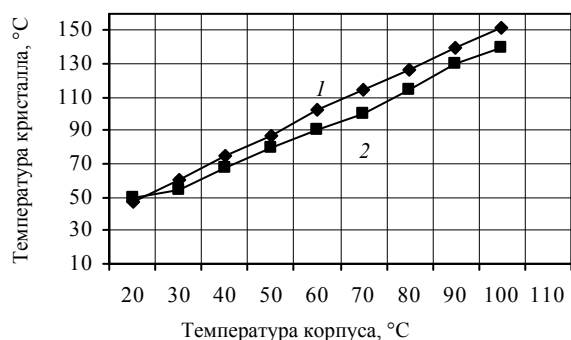


Рис. 3. Зависимость температуры кристалла от температуры корпуса: 1 – лампа «теплого света»; 2 – лампа «холодного света»

Измерения температуры корпуса стабилизатора проводили контактным способом с помощью микротермопары. По результатам эксперимента было установлено, что перепад температур кристалл – корпус увеличивается с ростом температуры окружающей среды. Из зависимостей следует, что температура кристалла в светодиодной лампе «теплого» света выше, чем в лампе «холодного» света, что связано с дополнительным выделением тепла в люминофорном покрытии [6]. Увеличение температуры кристалла приводит к снижению светового потока лампы. Это обусловлено несколькими причинами, основной из которых является увеличение температуры нагрева $p-n$ -перехода, связанное с уменьшением в процессе испытаний внутренней и внешней квантовой эффективности и увеличением, за счет этого, выделяющегося в кристалле тепла. Повышение температуры корпуса оказывает влияние на изменение величины не только внешнего квантового выхода, но и на цветовую температуру лампы в сторону её увеличения.

Так как электропитание светодиодной лампы в транспортном средстве может осуществляться как от аккумулятора, так и от генератора, то напряжение на электродах лампы может изменяться в достаточно

широких пределах. Стабилизатор тока на основе LM317Lz обеспечивает поддержание тока на светодиодах величиной 20 мА при колебаниях напряжения от 16 до 30 В. При этом тепловая мощность, выделяющаяся в светодиодном модуле, остается постоянной, но изменяется мощность рассеяния на стабилизаторе тока, за счет чего происходит повышение температуры всей конструкции лампы. На рис. 4 представлены полученные экспериментально зависимости температуры кристаллов светодиодов и корпуса лампы от величины питающего напряжения.

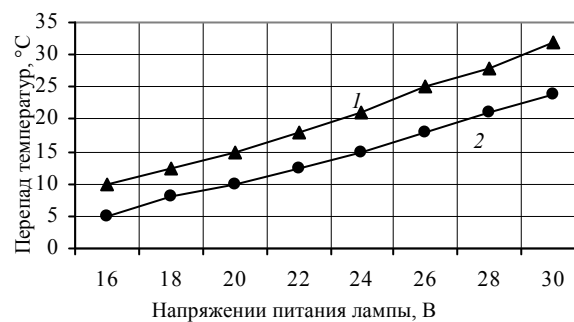


Рис. 4. Зависимость температуры светодиодов (1) и температуры корпуса (2) от величины питающего напряжения

Из зависимостей следует, что тепловая мощность, выделяющаяся в стабилизаторе тока, оказывает определяющее влияние на тепловой режим светодиодного модуля и при номинальном напряжении 26 В приводит к дополнительному росту его температуры на $15\text{--}18\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Таким образом, установлено, что при температуре корпуса лампы ЛПМ $26\text{ }^{\circ}\text{C} + 60\text{ }^{\circ}\text{C}$ температура кристаллов не превышает предельно допустимого значения $+115\text{ }^{\circ}\text{C}$, что позволяет прогнозировать их бесперебойную работу до 50000 ч.

Литература

1. Управление тепловым режимом светодиодных ламп // А. Мотойа, М. Каи, И. Манабе, С. Шидо // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – №4(12). – С. 43–45.
2. Дохтуров В.В. Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – № 5(19). – С. 94–95.
3. Пат. 2538070 РФ, МПК G01 R31/265 G01 K 7/00 Способ бесконтактного определения неравномерности температурного поля в полупроводниковых источниках света / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). – № 2013133512/28; заявл. 18.07.2013; опубл. 10.01.2015. Бюл. № 1.
4. Пат. № 116693 РФ, МПК H 01 L 33/00. Устройство для измерения температуры полупроводниковых источников света в осветительных устройствах / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). – № 2011151030/28; заявл. 14.12.2011; опубл. 27.05.2012. Бюл. № 15.
5. Гончарова Ю.С. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света / Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36), ч. 2. – С. 38–40.

6. Дохтуров В.В. Влияние локализации тепловыделения на тепловое сопротивление мощных полупроводниковых источников света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Ю.С. Гончарова // Полупроводниковая светотехника. – 2013. – № 3(23). – С. 18–19.

Лукаш Виталий Сергеевич

Канд. физ.-мат. наук, нач. лаборатории ОАО НИИПП
Тел.: 8-913-840-09-24
Эл. почта: lukash_vs@niipp.ru

Романова Мария Андреевна

Ст. преподаватель каф. электронных средств
автоматизации и управления ТУСУРа
Тел.: 8-913-118-26-68
Эл. почта: rma-rda@yandex.ru

Смирнов Серафим Всеволодович

Д-р техн. наук, профессор каф. физической электроники
ТУСУРа
Тел.: 8-909-540-86-23
Эл. почта: serafim.smirnov@mail.ru

Lukash V.S., Romanova M.A., Smirnov S.V.

Thermal conditions of the instrument LED bulbs LPM 26

The results of investigations on the thermal conditions of the LED lamps LPM 26 in the temperature range from 20 to 120 °C. It is shown that the temperature of the LEDs in the lamp at 25–30 °C higher than the temperature of the lamp casing.

Keywords: LED lamp, temperature, radiation spectrum, width of the radiation spectrum.

Уважаемые авторы!
С 2016 года изменяется формат печати журнала,
вводятся новые правила и требования к оформлению статьи.

Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале
«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: **journal.tusur.ru**. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы набираются прямым шрифтом, а латинские – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, -, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β . Шаблоны для набора формул необходимо взять из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел

(х, ГГц; 20 ГГц; Т, град; 7 °С). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 9 пт, не жирным, не курсивом, переменные – также как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman 9 кегля).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40, 414-ГК. Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (3822) 51-21-21.