ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ
ПОВОЛЖСКИЙ РЕГИОН

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

№ 1 (41) 2017

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

Волчихин В. И., Иванов А. И., Пащенко Д. В., Ахметов Б. Б., Вятчанин С. Е. Перспектива создания циклической континуально-квантовой хи-квадрат машины для проверки статистических гипотез на малых тестовых выборках биометрических данных и данных иной природы 5

Дубинин В. Н., Климкина Л. П., Калачев А. В. Многоуровневые системы функциональных блоков IEC 61499 и их преобразование к одноуровневым моделям 16

Чулков В. А. Управляемые кольцевые генераторы импульсов в технике синхронизации 30

Волчихин В. И., Иванов А. И., Безяев А. В., Елфимов А. В., Юнин А. П. Оценка эффекта ускорения вычислений, обусловленного поддержкой квантовой суперпозиции при корректировке выходных состояний нейросетевого преобразователя биометрии в код 43

Тарасов Д. В., Романов Н. А. Процедура машинного обучения в задаче морфологической разметки текста и определения частей речи в флективных языках 56

Пащенко Д. В., Трокоз Д. А., Советкина Г. И., Николаева Е. А. Методика многокритериальной оценки аппарата сетей Петри 73

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

Арбузов В. П., Мишина М. А., Белынцева П. Н. Систематизация способов фазового разделения каналов измерительных цепей емкостных датчиков 85

Попов Д. И. Оптимизация цифровых систем обработки сигналов 96

Бойков И. В., Щербаков М. А., Кривулин Н. П., Кикот В. В., Маланин В. П. К вопросу о синтезе математических моделей пьезоэлектрических датчиков акустического давления 106

МАШИНОСТРОЕНИЕ И МАШИНОВЕДЕНИЕ

Гаманюк С. Б., Руцкий Д. В., Зюбан Н. А., Кириличев М. В. Исследования загрязненности неметаллическими включениями крупных слитков массой 24,2 тонны стали 38ХН3МФА.....115

Сазанов В. П. Оценка эффективности методов упрочняющей обработки цилиндрических деталей из стали 30ХГСА 128

Игнатьев А. А., Самойлова Е. М., Игнатьев С. А. Применение теории вычетов при построении аналитической модели автокорреляционной функции виброакустических колебаний в динамической системе станка.....138

Елистратов Д. С., Шурпо А. Н. Организация оперативного управления процессом подготовки и изготовления деталей на оборудовании с числовым программным управлением 152

UNIVERSITY PROCEEDINGS
VOLGA REGION

ENGINEERING SCIENCES

№ 1 (41) 2017

CONTENT

COMPUTER SCIENCE, COMPUTER ENGINEERING AND CONTROL

Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Pashchenko D. V., Akhmetov B. B., Vyatchanin S. E. The prospect of creation of a cyclic continual-quantum chi-squared machine for checking statistical hypetheses on small test samples of bioetric and other types of data 6

Dubinin V. N., Klimkina L. P., Kalachev A. V. Multilayer systems of IEC 61499 function blocks and their transformation to one-level models 16

Chulkov V. A. Controlled ring pusle oscillators in synchronization technology 30

Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Bezyaev A. V., Elfimov A. V., Yunin A. P. Evaluation of the calculation acceleration effect, caused by the support of quantum superposition states during adjustment of output conditions of a “Biometrics - code” neural network converter..... 43

Tarasov D. V., Romanov N. A. Machine learning for the objective of morphological tagging and POS determination in inflexional languages..... 56

Pashchenko D. V., D. A. Trokoz, G. I. Sovetkina, E. A. Nikolaeva The methodology of multicriterial assessment of the Petri nets’ apparatus 73

ELECTRONICS, MEASURING EQUIPMENT AND RADIO ENGINEERING

Arbuzov V. P., Mishina M. A., Belyntseva P. N. Systematisation of variants of channel phase separation in measuring circuits of capacitive sensors..... 85

Popov D. I. Optimization of digital signal processing systems 96

Boykov I. V., Shcherbakov M. A., Krivulin N. P., Kikot V. V., Malanin V. P. On the issue of synthesis of mathematical models of piezoelectric acoustic pressure sensors 106

MACHINE SCIENCE AND BUILDING

Gamanyuk S. B., Rutskiy D. V., Zyuban N. A., Kirilichev M. V. A research of impurity with nonmetallic inclusions in large ingots of 38ХН3МФА steel weighing 24,2 tons 115

Sazanov V. P. The estimation of hardening methods efficiency for cylindrical parts made of 30ХГСА steel 128

Ignat'ev A. A., Samoylova E. M., Ignat'ev S. A. Application of the residue theory in constructing analytical models of the autocorrelation function of vibroacoustical vibrations in the machine tool's dynamic system 138

Elistratov D. S., Shurpo A. N. Organization of operational control of preparation and production of parts on CNC equipment 152

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

УДК 004
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-1

В. И. Волчихин, А. И. Иванов,
Д. В. Пащенко, Б. Б. Ахметов, С. Е. Вятчанин

ПЕРСПЕКТИВА СОЗДАНИЯ ЦИКЛИЧЕСКОЙ КОНТИНУАЛЬНО-КВАНТОВОЙ ХИ-КВАДРАТ МАШИНЫ ДЛЯ ПРОВЕРКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ГИПОТЕЗ НА МАЛЫХ ТЕСТОВЫХ ВЫБОРКАХ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ И ДАННЫХ ИНОЙ ПРИРОДЫ

Аннотация.

Актуальность и цели. Рассматриваются предпосылки снижения размеров тестовой выборки хи-квадрат критерия Пирсона с 600 примеров до 20 примеров при сохранении его мощности. Актуальность задачи обусловлена тем, что при обучении и тестировании средств биометрической идентификации личности нет возможности использовать большие объемы обучающей и тестовой выборок.

Материалы и методы. Формализуются условия, при которых хи-квадрат критерий на малых выборках из непрерывного распределения значений становится дискретным распределением значений. Для нормального и равномерного закона распределения значений используются гистограммы с равномерными интервалами, имеющими точную привязку центральных интервалов гистограммы к вычисленному на тестовой выборке математическому ожиданию.

Результаты. Предложено усилить мощность хи-квадрат критерия до 22 раз за счет сглаживания гистограмм цифровым фильтром с окном скольжения в 9 отсчетов. Дается прогноз о том, что следующий усилитель мощности хи-квадрат критерия должен строиться в виде циклического континуально-квантового преобразователя, многократно решающего задачу для подвыборок меньшего объема. Дается оценка дополнительного усиления мощности хи-квадрат критерия за счет выявления и исследования дискретных состояний его распределения (выходного дискретного спектра хи-квадрат преобразования).

Выводы. Показано, что при 16 опытах синхронизованный по математическому ожиданию хи-квадрат критерий, построенный на гистограммах с шестью равными интервалами, имеет дискретный спектр вероятности значений, состоящий из 116 значимых линий. Вероятность появления каждой из линий зависит от входного закона распределения значений. Учет дискретного характера спектра хи-квадрат распределения может позволить дополнительно поднять мощности хи-квадрат критерия на один или два порядка.

Ключевые слова: континуально-квантовая хи-квадрат машина, критерий Пирсона, биометрия.

V. I. Volchikhin, A. I. Ivanov,
D. V. Pashchenko, B. B. Akhmetov, S. E. Vyatchanin

THE PROSPECT OF CREATION OF A CYCLIC CONTINUAL-QUANTUM CHI-SQUARED MACHINE FOR CHECKING STATISTICAL HYPETHESES ON SMALL TEST SAMPLES OF BIOETRIC AND OTHER TYPES OF DATA

Abstract.

Background. The article considers preconditions for reducing sized of test samples of the Pearson's chi-squared test from 600 examples to 20 examples provided preservation of its capacity. The problem's topicality is caused by the fact that during learning and testing of personality biometric identification means it is not possible to use ;arge volumes of learning and testing samples.

Materials and methods. The study formalizes the conditions, at which the chi-squared test on small samples becomes a discerete distribution of values from a continuous distribution of values. For the normal and uniform law of values distribution the authors use histograms with uniform intervals having a precise binding of central intervals of a histogram to mathematical expectation, calculated on a test sample.

Results. It is offered to amplify the chi-squared test capacity 22 times by smoothing histograms with a digital filter with a slipping window of 9 readouts. The forecast is that the next chi-squared test capacity amplifier should be designed in the form of a cyclic continual-quantum converter that repeatedly solves the problem for smaller sub-samples. The article assesses an additional amplification of the chi-squared test capacity by revealing and studying discrete conditions of its distribution (an output discerte spectrum of the chi-squared conversion).

Conclusions. It is shown that in 16 experiments the chi-squared test, synchronized by mathematical expectation and built on histograms with 6 uniform intervals, has a discrete spectrum of value probability consisting of 116 significant lines. The occurrence probability of each line depends on the input value distribution law. Recording of the discrete prectrum of chi-squared distribution can make it possible to improve the chi-squared test capacity by one or two orders.

Key words: continual-quantum chi-squared machine, Pearson's chi-squared test, biometrics.

Проблема малых выборок биометрических данных

Проблема статистического описания малых выборок биометрических данных обусловлена тем, что вероятность появления событий и плотность распределения значений биометрических параметров являются непрерывными (континуальными). Для их достаточно точного описания нужно проводить большое число статистических экспериментов. Если же мы пытаемся сделать некоторый статистический вывод, опираясь на малую выборку биометрических данных, то возникает эффект квантования континуумов с неминуемой их дискретизацией. На рис. 1 представлено кусочно-ступенчатое описание (дискретное) описание упомянутых выше статистических континуумов.

Очевидно, что кусочно-ступенчатое приближение непрерывной функции порождает шумы квантования, амплитуда которых монотонно падает по мере увеличения данных в исходной тестовой выборке. Частота скачков шума квантования монотонно увеличивается по мере роста объема примеров в тестовой выборке.

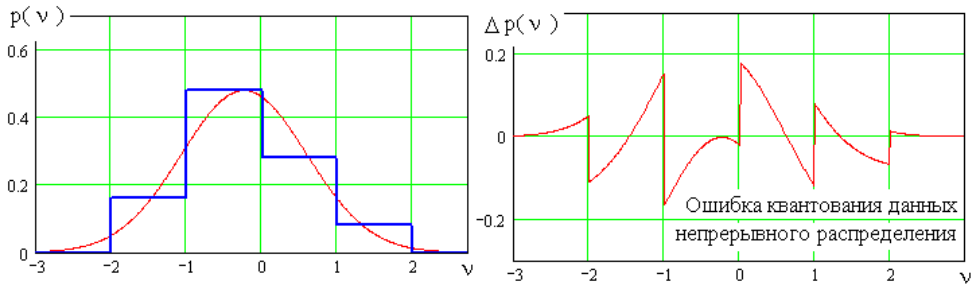


Рис. 1. Приближение непрерывной нормальной плотности распределения значений гистограммой, содержащей 4 интервала (k = 4) для выборки из 15 примеров

Одним из самых популярных статистических критериев является хи-квадрат критерий [1, 2] Пирсона:

$$\chi^2 = N \cdot \sum_{i=1}^{k} \frac{\left(\frac{b_i}{N} - P_i\right)^2}{P_i}, \tag{1}$$

где b_i – число опытов, попавших i-й интервал гистограммы; P_i – ожидаемая теоретическая вероятность попадания в i-й интервал гистограммы; k – число столбцов в гистограмме; N – число опытов в выборке.

Обычно хи-квадрат критерий оказывается достаточно мощным, когда тестовая выборка состоит из 200 и более примеров. В этом случае может быть использовано порядка 40 столбцов гистограммы (round(200/5) = k = 40 [2]). В биометрии [3–6] столь значительные выборки получить не удается. Пользователи воспринимают необходимость воспроизведения 200 рукописных образов как слишком утомительную задачу. Как правило, пользователь воспроизводит от 9 до 20 примеров своего рукописного образа. Желательно столь малую выборку использовать и для обучения средства идентификации личности, и для тестирования этого средства.

Если исходить из объема выборки в 20 примеров, то гистограмма должна иметь 4 столбца, как это показано на рис. 1. При этом крайний левый столбец гистограммы может начинаться с минимального значения, обнаруженного в выборке, а крайний правый столбец гистограммы может заканчиваться максимальным значением данных в использованной выборке. В этом случае ширина каждого столбца гистограммы составит

$$\Delta\nu = \frac{\max(\nu) - \min(\nu)}{k}. \tag{2}$$

Популярность хи-квадрат критерия обусловлена тем, что в 1900 г. Пирсон дал аналитическое описание плотности распределения значений хи-квадрат критерия:

$$p(\chi^2, m) = \left\{ \frac{1}{2^{m/2} \cdot \Gamma(m/2)} \left\{ x^{\frac{m}{2}-1} \cdot \exp\left(\frac{-x}{2}\right) \right\} \right\}, \tag{3}$$

где Γ(.) – гамма функция; m – число степеней свободы.

Число степеней свободы m в формуле (3) принято выбирать исходя из числа столбцов в гистограмме:

$$m = k - 3. \tag{4}$$

В нашем случае k = 4, выражение (4) дает предельно низкое значение m = 1, что и свидетельствует о крайне низкой мощности хи-квадрат критерия для малых выборок биометрических данных.

Цифровое сглаживание гистограммы как способ повышения мощности хи-квадрат критерия на малых выборках

Мощность хи-квадрат критерия однозначно связана с числом столбцов гистограммы (4), попытаемся повысить мощность хи-квадрат критерия увеличив в 10 раз число столбцов гистограммы. Очевидно, что простое увеличение числа столбцов гистограммы приведет к нежелательному эффекту появления «пустых» столбцов, как это показано на рис. 2.

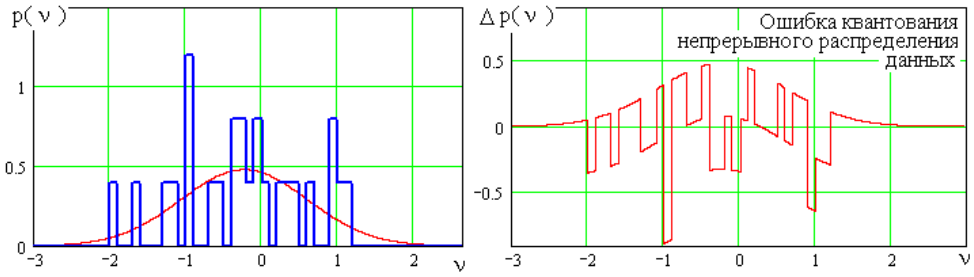


Рис. 2. Гистограмма данных и шум ошибки квантования непрерывного распределения данных при интервалах, взятых в 10 раз уже, чем стандартные рекомендации [2]

Из левой части рис. 2 видно, что гистограмма имеет очень много пустых столбцов, а ее форма стала не похожа на форму непрерывного распределения данных. Уменьшить амплитуду шума квантования и заполнить пустые интервалы столбцов гистограммы удается, если запустить сглаживающий цифровой фильтр [7–9]. Эта процедура приводит к появлению еще одной модификации хи-квадрат критерия со сглаживающим шумы квантования линейным усредняющим фильтром по скользящему окну с нечетным числом отсчетов. Программная реализация такого фильтра для окна сглаживания в 9 отсчетов занимает две строки в среде математического моделирования MatCAD:

$$\begin{cases} i := 4,\ldots,(last(g)-4); \\ sg_i := \dfrac{g_{i-4}+g_{i-3}+g_{i-2}+g_{i-1}+g_{i-0}+g_{i+1}+g_{i+2}+g_{i+3}+g_{i+4}}{9}, \end{cases} \tag{5}$$

где g_i – отсчеты гистограммы со слишком узкими столбцами; sg_i – выходные отсчеты сглаживающего данные фильтра. Результаты работы сглаживающего фильтра приведены на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что форма восстановленной гистограммы хорошо повторяет форму непрерывного распределения данных, шум ошибок квантова-

ния существенно снизился. Все это приводит к значительному росту мощности сглаженного хи-квадрат критерия.

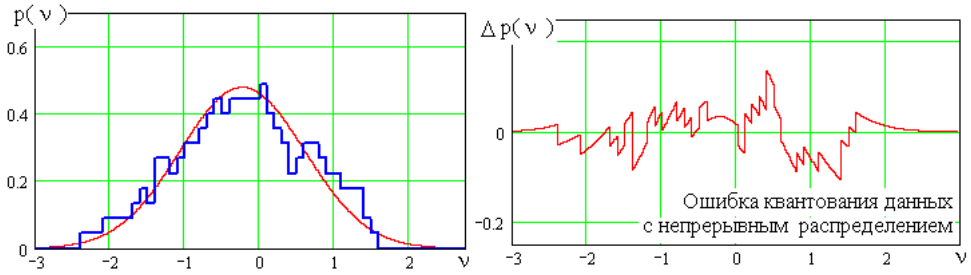


Рис. 3. Восстановленная сглаживанием гистограмма с числом столбцов, в 10 раз больше, чем стандартные рекомендации и соответствующий ей шум квантования

Очевидно, что мощность любого статистического критерия монотонно увеличивается с ростом размеров тестовой выборки. Для того чтобы оценить скорость роста мощности, воспользуемся численным экспериментом и будем подавать на хи-квадрат преобразователь нормальные и равномерные данные. Очевидно, что в этой ситуации будут возникать ошибки первого и второго рода. Для оценки мощности статистических критериев удобна так называемая точка равновероятных ошибок:

$$P_1 = P_2 = P_{EE}\,. \tag{6}$$

На рис. 4 отображены функции понижения равновероятных ошибок в логарифмической шкале для обычных гистограмм, состоящих из 6 столбцов и сглаженных гистограмм, имеющих примерно 60 непустых столбцов (рис. 3).

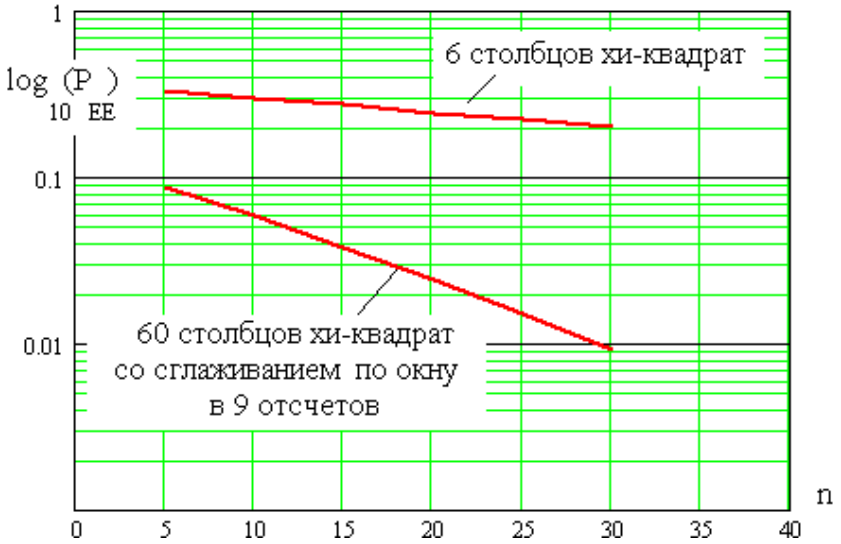


Рис. 4. Мощность хи-квадрат критерия
в логарифмической шкале равновероятных ошибок

Из рис. 4 следует, что мощность хи-квадрат критерия со сглаживанием при выборке в 30 примеров оказывается примерно в 22 раза выше, чем тот же

критерий дает без сглаживания. То есть при 30 примерах сглаженного хи-квадрат критерия вероятности ошибок P_{EE} будут такими же, как при 660 примерах обычного хи-квадрат критерия без сглаживания. Сглаживая данные цифровым фильтром (5), мы получили весьма и весьма эффективный усилитель мощности хи-квадрат критерия.

Наблюдение дискретного выходного спектра хи-квадрат преобразований на малых выборках

Из приведенного выше материала следует, что вроде бы из ничего мы получили машину, существенно усилившую мощность хи-квадрат критерий. Машина примерно в 10 раз увеличивает число столбцов гистограммы, что приводит к увеличению числа степеней свободы с $m = 3$ (для 6 столбцов) до величины $m = 60 - 3 = 57$ по формуле (4). Это примерная оценка, не соответствующая действительности. На самом деле наблюдается существенно меньший рост числа степеней свободы, кроме того, величина m перестает быть целой, она становится дробной (размерность пространства сглаженного хи-квадрат функционала оказывается фрактальной).

Тем не менее общая тенденция монотонного роста числа степеней свободы при росте числа столбцов гистограммы сохраняется. Это приводит к иллюзии возможности создания хи-квадрат машины с неограниченной мощностью путем бесконечного увеличения числа столбцов в гистограмме. Такая попытка была предпринята и привела к обнаружению дискретного характера спектра состояний хи-квадрат критерия [10–12]. Для того чтобы убедиться в дискретном характере спектра состояний, следует принять специальные меры синхронизации столбцов гистограммы с математическим ожиданием исследуемого закона распределения значений. При анализе симметричных законов распределения необходимо для нечетных $k = 3, 5, 7, \ldots$ математическое ожидание контролируемых данных размещать в центре центрального столбца гистограммы. Если же используется четное число столбцов гистограммы $k = 2, 4, 6, \ldots$, то математическое ожидание контролируемых данных следует размещать строго между двумя центральными столбцами гистограммы. В этом случае выходной спектр хи-квадрат преобразования становится дискретным, как это показано на рис. 5.

Так, для 9 опытов хи-квадрат функционал с гистограммой из 4 столбиков в интервале значений χ^2 от 0,0 до 11,0 дает 18 спектральных линий разной интенсивности для нормального и равномерного законов распределения значений. Между спектральными линиями иных состояний не возникает, а интенсивность каждой спектральной линии можно достаточно точно оценить на большой выборке данных.

Увеличение числа опытов и числа столбцов гистограммы приводит к росту числа обнаруживаемых спектральных линий. Так, для 16 опытов и 6 столбцов гистограммы спектр хи-квадрат функционала в том же интервале увеличивается до 116 линий (рис. 6).

Дискретный характер спектра хи-квадрат функционалов позволяет создать циклическую машину, дополнительно усиливающую мощность статистического критерия. Эта возможность обусловлена тем, что полная выборка, состоящая из 21 примера, может быть представлена большим числом (C_{21}^{16}) неповторяющихся подвыборок из 16 примеров:

$$\binom{21}{16} = C_{21}^{16} = \frac{21!}{16!(21-16)!} = 20\,349\,. \qquad (7)$$

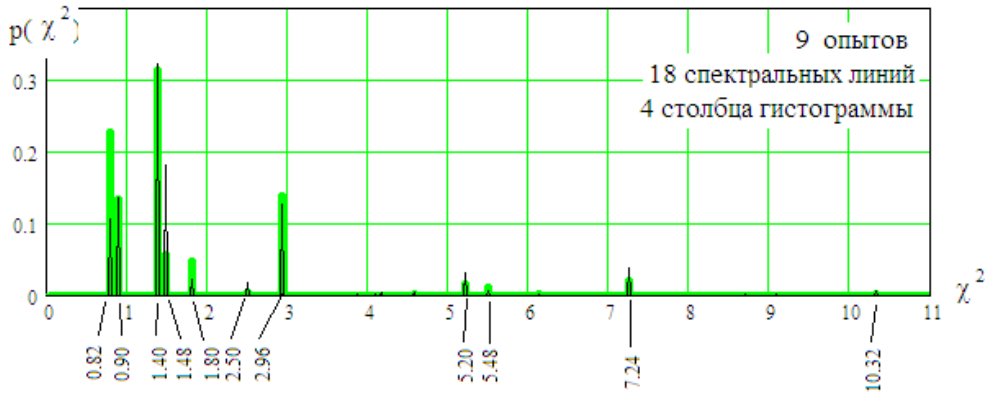


Рис. 5. Дискретные спектры конечного числа состояний хи-квадрат распределений нормального закона (толстые бледные линии) и равномерного закона (тонкие темные линии)

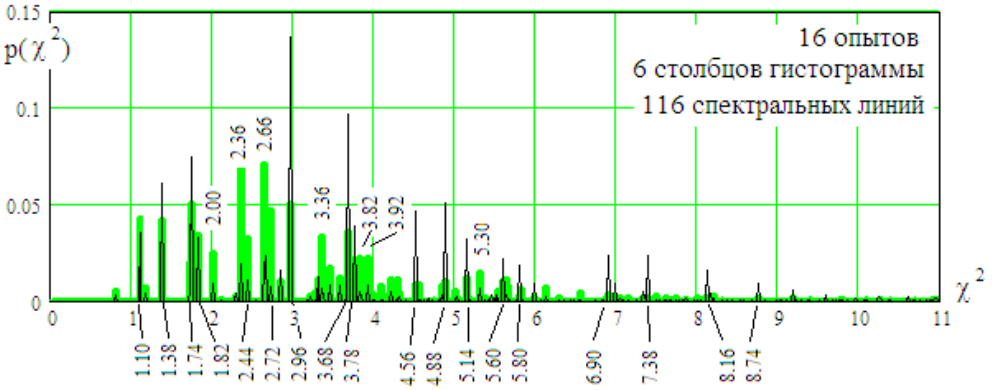


Рис. 6. Дискретный спектр состояний хи-квадрат критерия, получившийся при увеличении числа опытов (с 9 до 16) и при увеличении числа столбцов гистограммы (с 4 до 6)

Последнее означает, что мы можем проделать 20 349 опытов и построить спектр, состоящий из 116 линий, как это показано на рис. 6. Если при этом мы получим спектр, близкий к спектру нормального закона распределений (бледные толстые линии), то будет подтверждена гипотеза нормальности. Если спектр будет близок к спектру равномерного закона (тонкие темные линии), то будет подтверждена гипотеза равномерности. Плавный переход от одного спектра к другому будет соответствовать смеси нормального и равномерного распределений в разных пропорциях.

Следует также отметить, что кроме подвыборок, состоящих из 16 отсчетов, могут быть использованы и другие подвыборки с меньшим числом отсчетов. При этом происходит быстрое снижение числа опытов

$C_{21}^{16} > C_{21}^{17} > C_{21}^{18} > C_{21}^{19} > C_{21}^{20}$, однако каждая из таких подвыборок дает свой спектр и позволяет получить дополнительную информацию. Суммарное число опытов, полученных на монотонно растущих выборках, составляет примерно 37 % от стартового числа ($C_{21}^{17} + C_{21}^{18} + C_{21}^{19} + C_{21}^{20} = 7\,546$). Иная ситуация происходит при монотонном уменьшении размеров подвыборки, например, переход от подвыборок из 16 примеров к подвыборкам из 15 примеров приводит к появлению 54 264 дополнительных опытов, однако при этом спектр выходных состояний хи-квадрат функционалов упрощается. Наблюдаются две тенденции, компенсирующие взаимное влияние. Рост размеров подвыборки приводит к снижению числа опытов, однако при этом усложняется спектр выходных состояний. Необходимо решать задачу оптимизации.

Заключение

Принципы, изложенные в данной статье, позволяют создать вторую континуально-квантовую циклическую машину, способную выполнять порядка 70 000 циклов, постепенно уточняя принимаемое статистическое решение до заранее заданного значения вероятностей ошибок. Какова будет мощность такой машины, пока неизвестно, однако эта мощность, видимо, будет много выше первой нециклической машины, сглаживающей гистограмму хи-квадрат функционалов, речь о которой шла в первой части статьи. Предположительно, с использованием первой и второй машин может быть создана программа, позволяющая на малых тестовых выборках биометрических данных обеспечивать вероятность ошибок первого и второго рода много ниже, чем лучшие из всех существующих на сегодня статистических критериев.

Принципиальным преимуществом циклических континуально-квантовых машин является то, что они позволяют не только подтвердить или опровергнуть какую-либо статистическую гипотезу, но и указать линейную комбинацию (параметры смеси) двух проверяемых законов распределения, дающую спектр наиболее близкий к обнаруженному. Для описания и настройки нового типа континуально-квантовых циклических машин вполне достаточно уже накопленных знаний (достаточно отказаться от гипотезы непрерывности спектра хи-квадрат функционалов и подобных им преобразований).

Библиографический список

1. **Кобзарь, А. И.** Прикладная математическая статистика для инженеров и научных работников / А. И. Кобзарь. – М. : Физматлит, 2006. – 816 с.
2. Р 50.1.037–2002. Рекомендации по стандартизации. Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Ч. I. Критерии типа χ^2. Госстандарт России. – М., 2001. – 140 с.
3. Нейросетевая защита персональных биометрических данных / Ю. К. Язов, В. И. Волчихин, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков, И. Г. Назаров ; под ред. Ю. К. Язова. – М. : Радиотехника, 2012. – 157 с.
4. Руководство по биометрии : пер. с англ. / Руд Болл, Джонатан Х. Коннел, Шарат Панканти, Налини К. Ратха, Сеньор У. Эндрю. – М. : Техносфера, 2007. – 368 с.
5. **Ахметов, Б. С.** Алгоритмы тестирования биометрико-нейросетевых механизмов защиты информации / Б. С. Ахметов, В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. Ю. Малыгин. – Казахстан, Алматы : КазНТУ им. Сатпаева, 2013. – 152 с. – URL: http:// portal.kazntu.kz/files/publicate/2014-01-04-11940.pdf

6. Технология использования больших нейронных сетей для преобразования нечетких биометрических данных в код ключа доступа : моногр. / Б. С. Ахметов, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков, А. В. Безяев, А. Ю. Малыгин. – Казахстан, Алматы : Изд-во LEM, 2014. – 144 с. – URL: http://portal.kazntu.kz/files/publicate/2014-06-27-11940.pdf)
7. **Серикова, Н. И.** Биометрическая статистика: сглаживание гистограмм, построенных на малой обучающей выборке / Н. И. Серикова, А. И. Иванов, С. В. Качалин // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. – 2014. – № 3 (55). – С. 146–150.
8. **Серикова, Н. И.** Оценка правдоподобия гипотезы о нормальном распределении по критерию Джини для сглаженных гистограмм, построенных на малых тестовых выборках / Н. И. Серикова, А. И. Иванов, Ю. И. Серикова // Вопросы радиоэлектроники. Сер.: СОИУ. – 2015. – Вып. 1. – С. 85–94.
9. **Ахметов, Б. С.** Алгоритм искусственного повышения числа степеней свободы при анализе биометрических данных по критерию согласия хи-квадрат / Б. С. Ахметов, А. И. Иванов, Н. И. Серикова, В. А. Фунтиков // Вестник национальной академии наук Республики Казахстан. – 2014. – № 5. – С. 28–34.
10. **Иванов, А. И.** Квантовые компьютеры: прошлое, настоящее, будущее / А. И. Иванов // Защита информации. INSAID. – 2015. – № 2. – С. 29–32.
11. **Ахметов, Б. Б.** Дискретный характер закона распределения хи-квадрат критерия для малых тестовых выборок / Б. С. Ахметов, А. И. Иванов, Н. И. Серикова, В. А. Фунтиков // Вестник Национальной академии наук Республики Казахстан. – Алматы. – 2015. – № 1. – С. 17–25.
12. **Волчихин, В. И.** Моделирование подсистемы загрузки данных наземной системы контроля авиационных радиолокационных комплексов с использованием аппарата сетей Петри / В. И. Волчихин, Д. В. Пащенко, Д. А. Трокоз // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2010. – № 3. – С. 37–48.

References

1. Kobzar' A. I. *Prikladnaya matematicheskaya statistika dlya inzhenerov i nauchnykh rabotnikov* [Applied mathematics and statistics for engineerings and researchers]. Moscow: Fizmatlit, 2006, 816 p.
2. *R 50.1.037–2002 Rekomendatsii po standartizatsii. Prikladnaya statistika. Pravila proverki soglasiya opytnogo raspredeleniya s teoreticheskim. Ch. I. Kriterii tipa χ^2. Gosstandart Rossii* [Standardization recommendations. Applied statistics. Rules for checking accordance between experimental and theoretical distribution. Part 1. Criteria of χ^2 type. State standard of Russia]. Moscow, 2001, 140 p.
3. Yazov Yu. K., Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Funtikov V. A., Nazarov I. G. *Neyrosetevaya zashchita personal'nykh biometricheskikh dannykh* [Neural-network protection pf personal biometric data]. Moscow: Radiotekhnika, 2012, 157 p.
4. Boll R., Konnel Dzhonatan Kh., Pankanti Sharat, Ratkha Nalini K., Sen'or U. Endryu *Rukovodstvo po biometrii: per. s angl.* [Guide on biometrics: translation from English]. Moscow: Tekhnosfera, 2007, 368 p.
5. Akhmetov B. S., Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Malygin A. Yu. *Algoritmy testirovaniya biometriko-neyrosetevykh mekhanizmov zashchity informatsii* [Algorithms of biometric-neural network data protection mechansism testing]. Kazakhstan, Almaty: KazNTU im. Satpaeva, 2013, 152 p. Available at: http:// portal.kazntu.kz/ files/publicate/2014-01-04-11940.pdf
6. Akhmetov B. S., Ivanov A. I., Funtikov V. A., Bezyaev A. V., Malygin A. Yu. *Tekhnologiya ispol'zovaniya bol'shikh neyronnykh setey dlya preobrazovaniya nechetkikh biometricheskikh dannykh v kod klyucha dostupa: monogr.* [Application of large neural networks for fuzzy biometric data conversion into access key code: monograph].

Kazakhstan, Almaty: Izd-vo LEM, 2014, 144 p. Available at: http://portal.kazntu.kz/files/publicate/2014-06-27-11940.pdf)
7. Serikova N. I., Ivanov A. I., Kachalin S. V. *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika M. F. Reshetneva* [Bulletin fo Siberia State Aerospace University named after academician M.F. Reshetnev]. 2014, no. 3 (55), pp. 146–150.
8. Serikova N. I., Ivanov A. I., Serikova Yu. I. *Voprosy radioelektroniki. Ser.: SOIU* [Problems of radio electronics. Series: SOIU]. 2015, iss. 1, pp. 85–94.
9. Akhmetov B. S., Ivanov A. I., Serikova N. I., Funtikov V. A. *Vestnik natsional'noy akademii nauk Respubliki Kazakhstan* [Bulletin of the National Academy of Sciences of the republic of Kazakhstan]. 2014, no. 5, pp. 28–34.
10. Ivanov A. I. *Zashchita informatsii. INSAID* [Data protection: INSAID]. 2015, no. 2, pp. 29–32.
11. Akhmetov B. B., Ivanov A. I., Serikova N. I., Funtikov V. A. *Vestnik Natsional'noy akademii nauk Respubliki Kazakhstan* [Bulletin of the National Academy of Sciences of the republic of Kazakhstan]. Almaty, 2015, no. 1, pp. 17–25.
12. Volchikhin V. I., Pashchenko D. V., Trokoz D. A. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2010, no. 3, pp. 37–48.

Волчихин Владимир Иванович
доктор технических наук, профессор, президент Пензенского государственного университета (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: president@pnzgu.ru

Volchikhin Vladimir Ivanovich
Doctor of engineering sciences, professor, President of Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Иванов Александр Иванович
доктор технических наук, доцент, начальник лаборатории биометрических и нейросетевых технологий, Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт (Россия, г. Пенза, ул. Советская, 9)

E-mail: ivan@pniei.penza.ru

Ivanov Aleksandr Ivanovich
Doctor of engineering sciences, associate professor, head of the laboratory of biometric and neural network technologies, Penza Research Institute of Electrical Engineering (9 Sovetskaya street, Penza, Russia)

Пащенко Дмитрий Владимирович
доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: dmitry.pashchenko@gmail.com

Pashchenko Dmitriy Vladimirovich
Doctor of engineering sciences, professor, head of sub-department of computer engineering, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Ахметов Берик Бахытжанович
кандидат технических наук, профессор, вице-президент Международного Казахско-Турецкого университета имени Х. А. Ясави (Казахстан, г. Туркестан, пр. Б. Саттарханова)

E-mail: berik.akhmetov@ayu.edu.kz

Akhmetov Berik Bakhytzhanovich
Candidate of engineering sciences, professor, vice-president of Hodja Ahmet Yassawi International Kazakh-Turkish University (B. Sattarkhanova avenue, Turkestan, Kazakhstan)

Вятчанин Сергей Евгеньевич
доцент, начальник кафедры радио- и космической связи факультета военного обучения, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

Vjatchanin Sergej Evgenyevich
Associate professor, head of sub-department of radio and satellite communications, Faculty of Military Education, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

E-mail: vyt5@list.ru

УДК 004

Перспектива создания циклической континуально-квантовой хи-квадрат машины для проверки статистических гипотез на малых тестовых выборках биометрических данных и данных иной природы / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Д. В. Пащенко, Б. Б. Ахметов, С. Е. Вятчанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 5–15. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-1

УДК 681.5
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-2

В. Н. Дубинин, Л. П. Климкина, А. В. Калачев

МНОГОУРОВНЕВЫЕ СИСТЕМЫ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ IEC 61499 И ИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ К ОДНОУРОВНЕВЫМ МОДЕЛЯМ

Аннотация.

Актуальность и цели. В настоящее время одна из ключевых технологий в построении систем управления в промышленной автоматизации опирается на стандарт IEC 61499. В общем случае системы управления на основе функциональных блоков (ФБ) стандарта IEC 61499 представляют собой сложные иерархические системы, включающие множество артефактов и связей. Процесс проектирования систем данного класса предполагает разработку спектра взаимосвязанных моделей и их взаимных преобразований. Цель данного исследования – разработка методики перехода от многоуровневых систем функциональных блоков к одноуровневым графовым моделям.

Материалы и методы. Данное исследование проведено с использованием теории множеств, теории конечных автоматов, теории графов и графовых трансформаций.

Результаты. Разработаны формальные основы иерархической организации систем управления, построенных с использованием стандарта IEC 61499, включая определение системной конфигурации и ее развертывания, принципы буферирования данных в межмодульных и межуровневых интерфейсах, что позволяет перейти от иерархических структур систем ФБ к одноуровневым моделям, которые можно принять за каноническую форму представления систем ФБ. Предложен подход к формализации процесса перехода от многоуровневых систем ФБ к одноуровневым на основе трансформации графов. В рамках формализации этого процесса разработаны: набор метамоделей систем ФБ в виде типизированных атрибутных графов; набор правил трансформации для перехода от многоуровневой структуры систем ФБ к одноуровневой структуре.

Выводы. Предложенный метод перехода от многоуровневых систем функциональных блоков к одноуровневым графовым моделям сокращает число межуровневых связей и повышает однородность модели, что, в свою очередь, будет способствовать повышению эффективности анализа систем управления на стадии верификации и имитационного моделирования.

Ключевые слова: функциональный блок, стандарт IEC 61499, системы управления, иерархическая структура, развертывание, метамодель, графовая модель, трансформация.

V. N. Dubinin, L. P. Klimkina, A. V. Kalachev

MULTILAYER SYSTEMS OF IEC 61499 FUNCTION BLOCKS AND THEIR TRANSFORMATION TO ONE-LEVEL MODELS

Abstract.

Background. Currently, one of the key technologies in the design of control systems for industrial automation relies on the standard IEC 61499. In general, the control systems based on IEC 61499 function blocks are complex hierarchical systems

including a plurality of artifacts and relations. The process of designing the systems of this class involves the development of a set of interconnected models and their mutual transformations. The goal of this work is to development a method of unfolding and transition from multilayer function block systems to one-level graph models.

Materials and methods. This research was conducted using the set theory, the automata theory, the graph theory and the theory of graph transformations.

Results. In this work we have developed formal foundations of the hierarchical organization of control systems based on the standard IEC 61499, including the definition of a system configuration and its unfolding, the principles of data buffering in the inter-module and inter-level interfaces that allows one to come from hierarchical structures of function block systems to one-level models that can be taken as a canonical form of representation of function block systems. An approach to formalization of the process of transition from multilayer systems to the one-level models on the basis of graph transformation is proposed. As part of the formalization process the following have been developed: 1) a set of metamodels of function block systems in the form of typed attributed graphs; 2) a set of transformation rules for the transition from the multilayer structure to the one-level one.

Conclusions. The proposed method of transition from the multilayer function block systems to one-level graph models reduces the number of inter-level connections and improves the homogeneity of the model that in turn will enhance the efficiency of the analysis of control systems at the stage of verification and simulation.

Key words: function block, standard IEC 61499, control system, hierarchical structure, unfolding, metamodel, graph model, transformation.

Введение

С учетом существующих тенденций и достижений в сфере новых технологий разработки программного обеспечения (ПО) и телекоммуникаций в 2005 г. Международной электротехнической комиссией был принят новый стандарт IEC 61499 [1]. Этот стандарт определяет путь для построения систем управления промышленными процессами нового поколения [2]. Это интеллектуальные распределенные компонентно-базированные системы. Архитектура IEC 61499 строится на основе определений IEC 61131-3. Основной элемент архитектуры – функциональный блок (ФБ), хорошо знакомый и широко используемый инженерами, но его концепция расширена в нескольких направлениях для того, чтобы отразить новые достижения в области проектирования современных программных систем. Одно из основных расширений ФБ – *событийный интерфейс*, который позволяет явно определить последовательности выполнения ФБ. Другое расширение ФБ связано с объектной и компонентной ориентацией.

Большое значение для разработки систем автоматизированного проектирования управляющих систем на основе ФБ имеет формализация как основных артефактов проектирования IEC 61499, так и процесса их преобразования для проведения основных фаз проектирования: спецификации, верификации, оценки производительности и реализации. Важным преобразованием является переход от многоуровневого представления системы к одноуровневому. Использование одноуровневых моделей, как правило, повышает эффективность верификации и имитационного моделирования.

Перспективным подходом к трансформации моделей является подход, основанный на трансформации графов [3]. Данный подход развивается и уже нашел применение в технологии проектирования программного обеспечения на основе управления моделями (MDE) [4]. Например, он был успешно применен для рефакторинга диаграмм ECC в базисных ФБ [5]. Преимуществом подхода является его формальность, что позволяет избежать многих ошибок проектирования и проверить правила на корректность. Этот подход был принят в данной работе за основу. В качестве метамоделей при этом используются типизированные атрибутные графы (ТАГ) [3]. ТАГ и трансформация на их основе поддерживаются системой AGG, которая является одним из наиболее популярных средств для трансформаций графов [6].

1. Краткий обзор стандарта IEC 61499

Управляющая система представляется совокупностью устройств, взаимодействующих друг с другом с помощью коммуникационной сети, состоящей из сегментов и линий связи. Функция, выполняемая системой управления, описывается с использованием приложения.

Устройство представляет собой физическую сущность, способную выполнять одну или несколько специфицированных функций в определенном контексте и имеющую, по меньшей мере, один интерфейс, являющийся или интерфейсом управляемого процесса, или коммуникационным интерфейсом [1]. На практике в качестве устройства могут выступать программируемые логические контроллеры (ПЛК), программируемые контроллеры автоматизации (ПКА), промышленные компьютеры. Устройство состоит из одного или нескольких ресурсов.

Ресурс – это функциональная единица, которая имеет независимое управление своими операциями, включая планирование и выполнение алгоритмов [1]. Важнейшей функцией ресурса является функция планирования (диспетчирования), которая определяет порядок выполнения ФБ и передачу данных между ними.

Приложение является программной функциональной единицей, предназначенной для решения определенной задачи в системе управления. Приложение представляется в виде сети связанных между собой ФБ и субприложений, которые могут выполняться на различных ресурсах и устройствах системы. Модель приложения представлена на рис. 1.

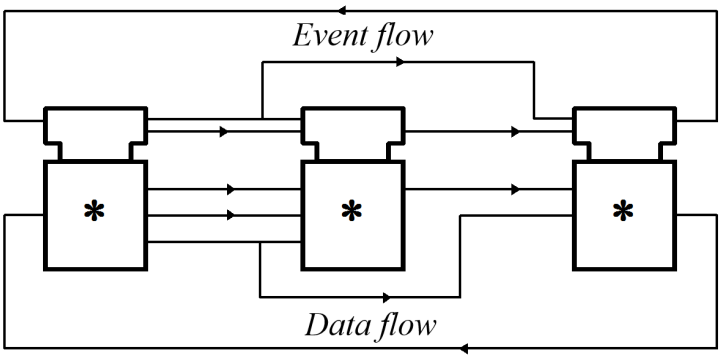


Рис. 1. Модель приложения IEC 61499

На рис. 2 приведен пример соотношения приложений, устройств, ресурсов и сегментов в архитектуре IEC 61499.

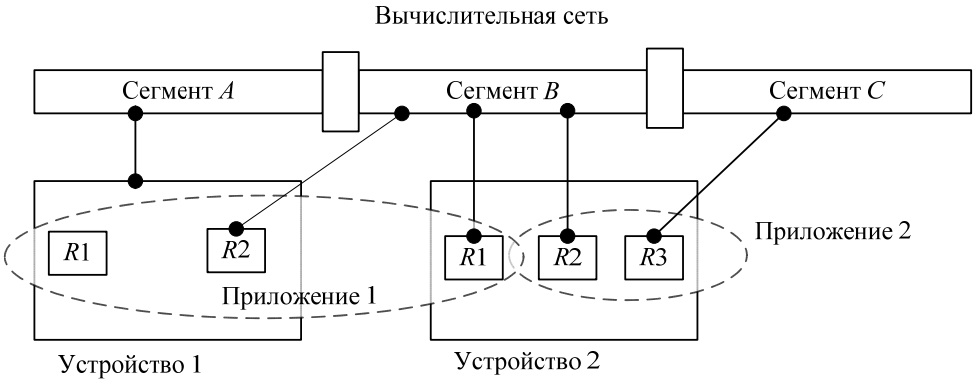


Рис. 2. Иллюстрация системных конфигураций

Основным артефактом проектирования в IEC 61499 является функциональный блок, представляющий собой специфичный программный компонент, имеющий интерфейс. ФБ представляет собой независимую программную единицу, которая может быть реализована, протестирована и использована отдельно от других ФБ. Интерфейс специфицируется множеством событийных и информационных входов и выходов, через которые соответствующий элемент взаимодействует с окружением.

Существует три вида ФБ: базисный ФБ, составной ФБ и сервисный интерфейсный ФБ (СИФБ). Структуры первых двух типов ФБ приведены на рис. 3. Функциональность базисного ФБ определяется машиной состояний (*Execution Control Chart – ECC*) типа автомата Мура. Базисный ФБ может содержать несколько алгоритмов. Эти алгоритмы связаны с состояниями ECC, они являются невидимыми извне и к ним нет прямого доступа.

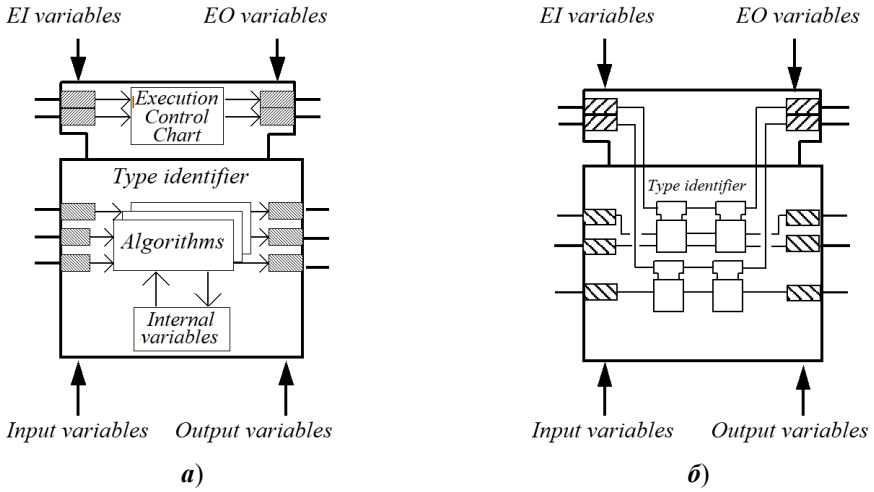


Рис. 3. Функциональные блоки стандарта IEC 61499:
а – базисный ФБ; ***б*** – составной ФБ

Функциональность составного ФБ определяется входящей в него сетью ФБ. Сервисные интерфейсные функциональные блоки предоставляют один или несколько сервисов приложению на основе отображения сервисных примитивов на входы и выходы ФБ. СИФБ работают как «обертка», абстрагируя лежащие ниже аппаратные средства.

2. Модель системной конфигурации

Рассмотрим формально основные артефакты проектирования, определенные в стандарте IEC 61499.

Конфигурация системы *s* (далее – просто система *s*) определяется кортежем:

$$s = (D, DT, dtype, RT, FBT, SAT, A, fbmap, SG, rmap),$$

где $D = \{d_1, d_2, ..., d_{N_D}\}$ – конечное непустое множество конфигураций устройств (далее – просто устройств), входящих в систему *s*; $DT = \{dt_1, dt_2, ..., dt_{N_{DT}}\}$ – конечное, возможно пустое, множество типов устройств, используемых в системе *s*; *dtype*: $D \to DT \cup \{none\}$ – функция, назначающая устройствам тип устройств; $RT = \{rt_1, rt_2, ..., rt_{N_{RT}}\}$ – конечное, возможно пустое, множество типов ресурсов, используемых в системе *s*; $FBT = \{fbt_1, fbt_2, ..., fbt_{N_{FBT}}\}$ – конечное непустое множество типов ФБ, используемых в системе *s*; $SAT = \{sat_1, sat_2, ..., sat_{N_{SAT}}\}$ – конечное, возможно пустое, множество типов субприложений, используемых в системе *s*; $A = \{a_1, a_2, ..., a_{N_A}\}$ – конечное, возможно пустое, множество приложений системы *S*; *fbmap*: $FB^A \to FB^S$ – отображение ФБ приложения на ФБ устройств и ресурсов. Здесь под FB^A понимаются все ФБ, входящие в состав приложения и всех (рекурсивно) вложенных в него субприложений; *SG* – множество сегментов локальной вычислительной сети (ЛВС), на которых выполняются приложения; *rmap*: $RS \to SG$ – функция распределения ресурсов системы *s* по сегментам ЛВС. Если все ресурсы некоторого устройства относятся к одному и тому же сегменту, то считается, что все устройство в целом относится к этому сегменту.

Устройство $d_i \in D$ определяется следующим образом:

$$d_i = \left(R^{d_i}, RT, rtype^{d_i}, FBN^{d_i}\right),$$

где $R^{d_i} = \left\{r_1^{d_i}, r_2^{d_i}, ..., r_{N_{R^{d_i}}}^{d_i}\right\}$ – конечное непустое множество ресурсов, входящих в состав устройства $d_i \in D$; $rtype^{d_i} : R^{d_i} \to RT \cup \{none\}$ – функция, ставящая в соответствие ресурсам устройства $d_i \in D$ тип ресурса; FBN^{d_i} – сеть ФБ, размещенная на устройстве $d_i \in D$.

Тип устройства $dt_j \in DT$ определяется практически так же, как и устройство:

$$dt_j = \left(R^{dt_j}, RT, rtype^{dt_j}, FBN^{dt_j}, Par^{dt_j}\right).$$

В данном случае дополнительный компонент кортежа Par^{dt_j} определяет множество параметров типа устройства $dt_j \in DT$. Каждый параметр есть некоторая константа определенного типа, подаваемая на какой-либо информационный вход сети ФБ FBN^{dt_j}.

Ресурс $r_i \in R$ определяется только своей сетью ФБ $r_i = (FBN^{r_i})$.

Тип ресурса $rt_j \in RT$ задается двойкой $rt_j = (FBN^{rt_j}, Par^{rt_j})$, где Par^{rt_j} – множество параметров типа ресурса $rt_j \in RT$.

Сеть ФБ *FBN* в общем виде определяется кортежем:

$$FBN = (FB, fbtype, FBT, EvConn, DataConn),$$

где *FB* – непустое множество компонентных ФБ сети *FBN*; *fbtype*: $FB \rightarrow FBT$ – функция, назначающая компонентным ФБ тип ФБ; *EvConn* – непустое множество событийных связей сети ФБ *FBN*; *DataConn* – непустое множество информационных связей сети ФБ *FBN*.

Все множество типов ФБ делится на три класса (сорта):

$$FBT = BFBT \cup CFBT \cup SIFBT; \quad BFBT \cap CFBT \cap SIFBT = \varnothing,$$

где *BFBT*, *CFBT* и *SIFBT* – множество типов базисных, составных и сервисных интерфейсных ФБ соответственно.

Формальное определение типа ФБ является специфичным для каждого сорта и будет приведено в последующих подразделах.

3. Развертывание системной конфигурации

Изначально в соответствии со стандартом IEC 61499 система управления представляется в «свернутом» виде, скорее, на уровне типов, чем на уровне экземпляров. Для имитационного моделирования системы управления, ее исследования, а также интерпретации в режиме реального времени (для управления реальными объектами) требуется представление системы на уровне экземпляров. Назовем процесс перехода от системы типов к системе экземпляров в IEC 61499 *развертыванием* системной конфигурации. Развертывание системной конфигурации включает:

1) развертывание ресурсов и устройств;

2) развертывание ФБ-подобных элементов, под которыми будем понимать составные ФБ, субприложения, приложения, а также сети ФБ, используемые на ресурсах и устройствах.

Следует отметить, что эти два типа развертываний существенно различаются.

Общий алгоритм развертывания системной конфигурации имеет вид:

procedure *unfoldSys*(*s*)

  do forall $d_i \in D$

    $dt_j = dtype(d_i)$

    $R_{ext}^{d_i} = R^{d_i} \cup R^{dt_j}$

    $FBN_{ext}^{d_i} = FBN^{d_i} \cup FBN^{dt_j}$

    do forall $r_k \in R_{ext}^{d_i}$

$rt_m = rtype(r_k)$

$FBN_{ext}^{r_k} = FBN^{r_k} \cup FBN^{rt_m}$

$unfoldFB(FBN_{ext}^{r_k})$

end_forall

end_forall

end_procedure

Здесь объекты с нижним индексом *ext* есть исходные объекты (первоначально – объекты без этого индекса), расширенные в результате развертывания. В соответствии с приведенным алгоритмом развертывание устройства сводится к «миграции» всех ресурсов из типа устройства в множество ресурсов собственно устройства, а также объединению сетей ФБ, определенных в устройстве и соответствующем ему типе устройства. Развертывание ресурса включает только добавление сети ФБ, принадлежащей типу ресурса, к сети ФБ, расположенной на самом ресурсе. Дальнейший этап развертывания включает развертывание всех сетей ФБ, расположенных на ресурсах, а также развертывание приложений (если таковые имеются).

Рассмотрим подробнее развертывание ФБ-подобных объектов. Назовем *ссылочным экземпляром* ФБ (субприложения) компонентный ФБ (субприложение), используемый в процессе развертывания. *Развернутым экземпляром* ФБ или субприложения будем называть содержимое (контент), который соответствует ссылочному экземпляру ФБ или субприложения. Развертывание ФБ-подобного объекта сводится к рекурсивной замене ссылочных экземпляров объектов на соответствующие им развернутые экземпляры. Они получаются путем клонирования описания типа, соответствующего ссылочному объекту. Синтаксически развернутый экземпляр ФБ является копией соответствующего типа. Поэтому в дальнейшем при их описании будем пользоваться введенными обозначениями из описания соответствующих типов. Для определенности речь ниже будет идти о развертывании составных ФБ, однако те же самые рассуждения являются действительными и для всех ФБ-подобных элементов. Сеть ФБ на ресурсе или устройстве можно представить в виде составного ФБ без входов и выходов.

4. Переход от иерархических структур систем функциональных блоков к одноуровневым структурам

Система экземпляров ФБ полностью определяется деревом иерархии (развернутых) экземпляров ФБ, которое можно определить следующим кортежем:

$$FTree = (M, Aggr, fbtype', idM),$$

где $M = \{M_1, M_2, ..., M_{N_M}\}$ – множество развернутых экземпляров ФБ; $Aggr \subseteq M \times M$ – отношение агрегации; $fbtype'$: $M \rightarrow FBT$ – функция разметки экземпляров ФБ типами ФБ; idM: $M \rightarrow ID^M$ – функция назначения экземплярам ФБ уникальных идентификаторов.

Алгоритм построения дерева иерархии экземпляров рассмотрен в [7].

Замена ссылочного экземпляра развернутым экземпляром производится в три этапа:

1) добавление развернутого экземпляра;
2) встраивание развернутого экземпляра;
3) удаление ссылочного экземпляра.

Встраивание развернутого экземпляра производится путем перекоммутации событийных и информационных линий с входов-выходов ссылочного экземпляра на соответствующие входы-выходы развернутого экземпляра. Между интерфейсами развернутого и ссылочного экземпляров должно существовать взаимно однозначное соответствие. На рис. 4 продемонстрировано развертывание развернутого экземпляра M_i. Он был получен из ссылочного экземпляра fb_i. В процессе развертывания M_i ссылочные экземпляры $fb_{i+1}...fb_{i+n}$ заменяются на соответствующие им развернутые экземпляры $M_{i+1}...M_{i+n}$.

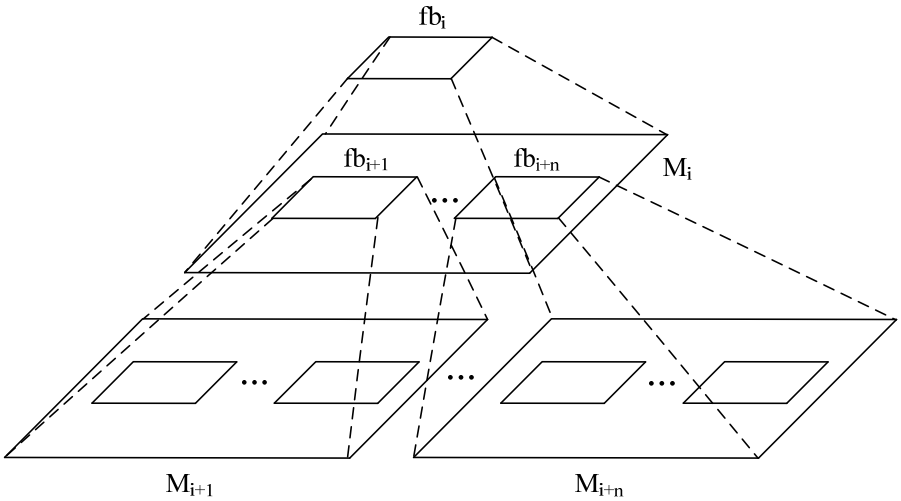


Рис. 4. Развертывание экземпляра ФБ

5. Буферирование данных

Очевидно, что при интерпретации систем ФБ необходимо учитывать семантику синтаксических конструкций. Рассмотрим более подробно передачу данных между (интерфейсами) ФБ (рис. 5).

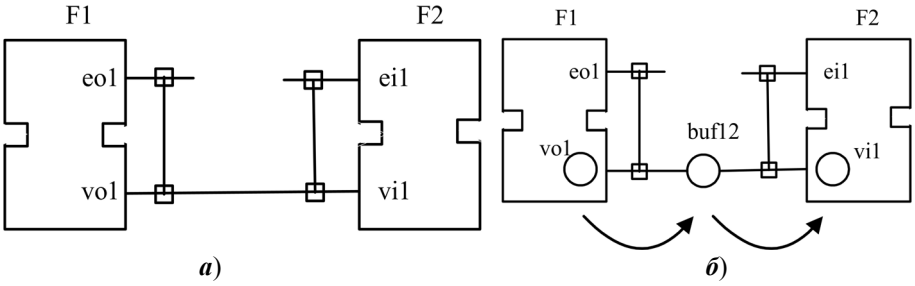


Рис. 5. Передача данных между ФБ с буферизацией: синтаксическое представление (***а***) и семантическое представление (***б***)

В соответствии с первой частью стандарта IEC 61499 [1] каждому информационному входу и выходу ФБ ставится в соответствие переменная,

в которой хранится текущее значение входов и выходов. Информационная связь между выходом одного ФБ и входом другого ФБ, по сути, определяет передачу данных между соответствующими переменными. Однако передача данных между парой ФБ не представляет собой одномоментный (неделимый) акт вследствие того, что выдача и съем данных могут инициироваться разными сигналами. Поэтому в тракт передачи данных необходимо включить буфер (рис. 5,***б***). На рис. 5,***б*** при выдаче сигнала eo1 блоком F1 данные из выходной переменной vo1 переписываются в буфер buf12, а при съеме данных в результате обработки сигнала ei1 в блоке F2 данные из буфера buf12 передаются во входную переменную vi1. Поскольку буфера данных не определены в стандарте IEC 61499 как самостоятельные элементы (точнее, в стандарте IEC 61499 вообще нет ссылок на них), но в то же время являются необходимыми элементами, то встает вопрос об их размещении. Единственная возможность решения этой проблемы – отнести их к ФБ. Существует два структурных варианта «встраивания» буферов данных в ФБ:

1) соотнести буфер данных с информационным входом ФБ;

2) соотнести буфер данных с информационным выходом ФБ.

Недостатком первого варианта является необходимость дублирования данных по всем исходящим из некоторого выхода информационным связям (рис. 6,***а***). Учитывая топологические ограничения на структуру взаимосвязей ФБ в стандарте IEC 61499 [1], согласно которым к информационному входу ФБ может быть подключено не более одной информационной линии, наиболее экономичен и естественен второй вариант (рис. 6,***б***).

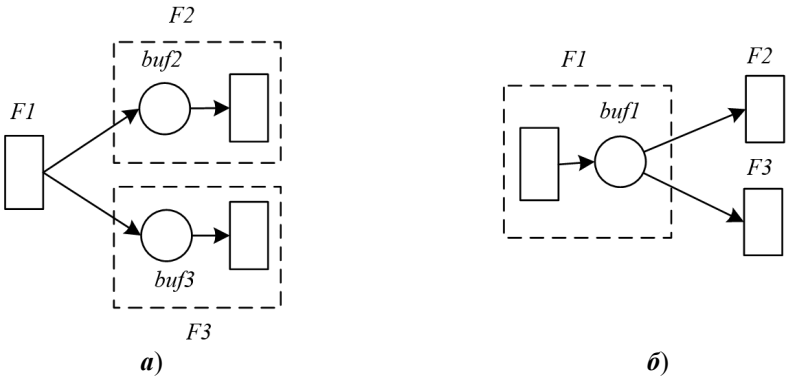
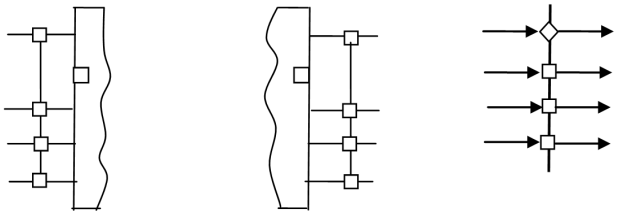


Рис. 6. Встраивание буферов данных в ФБ: ***а*** – вариант встраивания «один буфер на один вход ФБ»; ***б*** – вариант встраивания «один буфер на один выход ФБ»

Как видно из рис. 4, система ФБ представляет собой иерархическую многоуровневую структуру. Иерархичность системы возникает из-за использования составных ФБ и субприложений. Наличие межуровневых связей зачастую усложняет процесс моделирования и интерпретации систем ФБ. Для избавления от фактора иерархичности предлагается одноуровневое представление (*flat*) систем ФБ, эквивалентное исходной системе. Иногда такое представление называют «*плоским*». Одноуровневое представление могло бы также служить неким каноническим представлением сложных многоуровневых систем ФБ.

Однако в случае систем ФБ переход к одноуровневому представлению (*flattening*) сопряжен с определенными трудностями. Это связано с тем, что входной и выходной интерфейсы ФБ имеют определенную логику съема и выдачи данных, что связано с наличием в интерфейсах *WITH*-связей. Для решения этой проблемы предлагается отделить интерфейсную логику ФБ от основной функции, выполняемой ФБ. Для реализации входной и выходной логики ФБ было введено понятие *клапана данных* (КД) [7], реализующего передачу данных через интерфейсы.

Сети КД используются для моделирования систем интерфейсов ФБ и их представления в одноуровневой структуре ФБ (рис. 7). Если КД представляет входной интерфейс ФБ, то назовем его входным, а если выходной – то выходным.



а) ***б***) ***в***)

Рис. 7. Представление входного (***а***) и выходного (***б***) интерфейсов составного ФБ с помощью клапана данных (***в***)

В одноуровневом представлении системы ФБ могут присутствовать базисные ФБ, СИФБ, а также КД. Составные ФБ и субприложения в результирующей системе отсутствуют.

6. Графовая метамодель систем функциональных блоков

Ниже определяется визуальный язык функциональных блоков, основанный на их представлении в виде типизированных атрибутных графов (ТАГ) [3]. Данный визуальный язык основан на стандарте *IEC* 61499 [1]. Мотивом разработки языка является создание языковой базы для трансформации описаний систем ФБ в другие модельные формы. Кроме «метамодельного» определения начального языка ФБ, в данном разделе представлены промежуточные метамодели, определяющие системы ФБ разных уровней, используемые в процессе синтеза формальных моделей.

Произведем классификацию представлений систем ФБ на основе степени полноты генерации одноуровневого представления. Будем выделять системы уровней 0, 1 и 2. Системами ФБ *уровня 0* являются системы, в которых не раскрыт ни один (ссылочный экземпляр) ФБ. Система ФБ *уровня 0* представляет исходную многоуровневую систему ФБ в виде иерархической типизированной структуры в начальной форме. В системах *уровня 1* раскрыты все составные ФБ, базисные ФБ не раскрываются. Система ФБ *уровня 2* представляет одноуровневую систему ФБ, в которой раскрыты все блоки, включая базисные. Эти системы состоят только из «начинок» базисных ФБ, связанных сетью клапанов данных. Эту форму представления системы ФБ можно считать нормализованной, поскольку ее дальнейшее раскрытие невозможно. Системы *уровня 1* можно считать промежуточной формой.

К введенному выше признаку классификации систем ФБ добавим признак, определяющий, является ли система ФБ замкнутой или разомкнутой. Будем считать, что замкнутая система ФБ не имеет входов и выходов.

На рис. 8 представлена метамодель базисного ФБ в виде типизированного графа. В данной метамодели используются следующие типы вершин: *CEI* и *CEO* – событийные вход и выход оболочки ФБ соответственно; *CDI* и *CDO* – информационные вход и выход оболочки ФБ соответственно; *S* – *EC*-состояние; *Cond* – условие *EC*-перехода; *Act* – *EC*-акция; *Var* – внутренняя переменная.

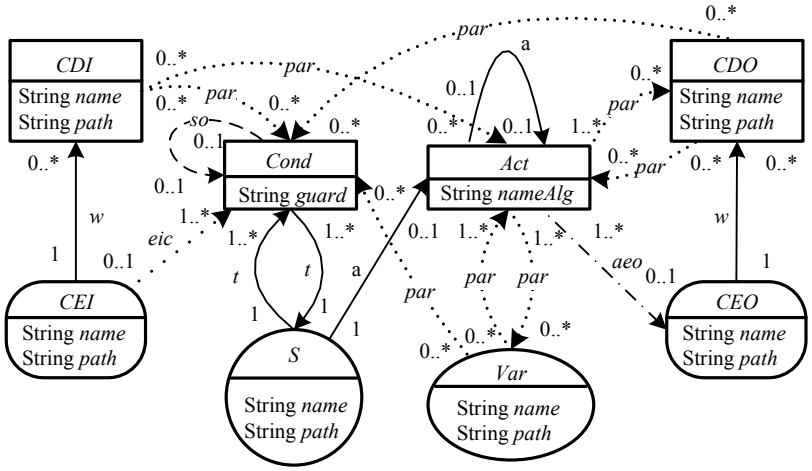


Рис. 8. Метамодель базисного ФБ

В метамодели базисного ФБ используются следующие типы дуг: *w* – *WITH*-связь; *eic* – дуга, связывающая событийный вход с условием *EC*-перехода; *aeo* – дуга, связывающая *EC*-акцию с событийным выходом; *t* – дуга, связывающая *EC*-состояния и *EC*-условия; *a* – дуга, связывающая *EC*-состояние с первой *EC*-акцией или *EC*-акции между собой согласно порядку их выполнения; *so* – дуга, определяющая порядок оценки *EC*-переходов, выходящих их одного *EC*-состояния; *par* – дуга для представления потоков данных через алгоритмы. Данная дуга служит также для определения параметров условия *EC*-перехода.

На рис. 9 приведена метамодель составного ФБ (и субприложения) в виде типизированного графа. Штрих-пунктирные линии для связей типов *ec* и *dc* относятся только к субприложению, а связи типа *w* относятся только к составному ФБ. Как видно из рис. 9, метамодель составного ФБ существенно отличается от метамодели базисного ФБ. Общими являются лишь типы вершин, определяющие интерфейс ФБ (вершины типов *CEI*, *CEO*, *CDI*, *CDO*). Вершина типа *FB* представляет ссылочный экземпляр ФБ (субприложения), а вершины типов *EI*, *EO*, *DI*, *DO* – его интерфейс, причем вершина типа *EI* представляет событийный вход, вершина типа *EO* – событийный выход, вершина типа *DI* – информационный вход, а вершина типа *DO* – информационный выход. Дуги типа *b* определяют принадлежность данных интерфейсных вершин определенному ссылочному экземпляру ФБ (субприложения). Для представления потока событий используются дуги типа *ec*, а для представления потока данных – дуги типа *dc*.

Метамодель замкнутых систем ФБ *уровня 2* в виде типизированного графа представлена на рис. 10. Данная метамодель состоит из элементов, используемых в других метамоделях. Следует также отметить, что в процессе генерации одноуровневого представления системы ФБ, кроме отмеченных выше элементов, используются следующие виды вершин: вершина *NumM* (представляет счетчик модулей) и вершина *ParentType* (используется для хранения имени типа ФБ, порождающего экземпляр ФБ).

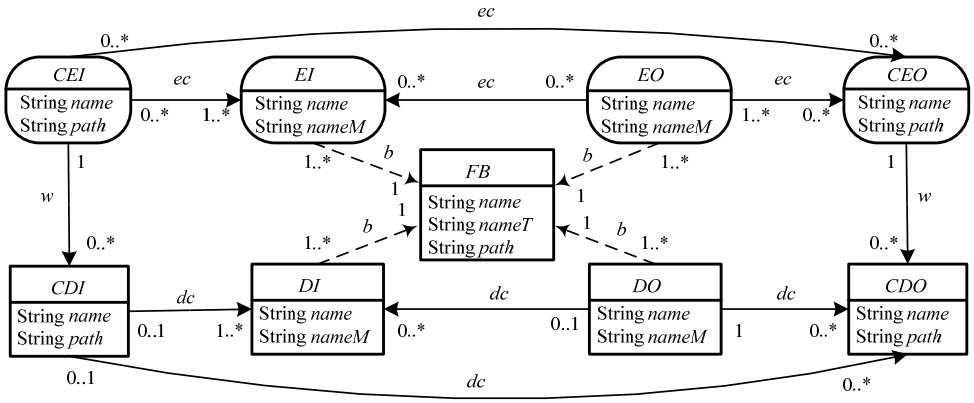


Рис. 9. Метамодель составного ФБ и субприложения

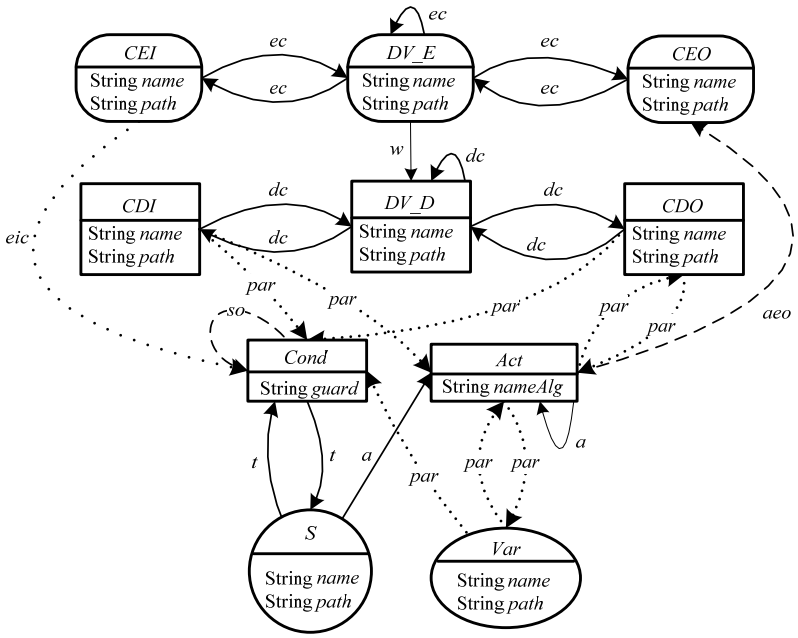


Рис. 10. Метамодель замкнутых систем ФБ уровня 2

7. Правила перехода от многоуровневой структуры систем функциональных блоков к одноуровневой структуре

Переход от многоуровневой структуры системы ФБ к одноуровневой структуре производится в два этапа. На первом этапе (этапе компоновки) рекурсивно осуществляется замена ссылочных экземпляров ФБ на соответству-

ющие им развернутые экземпляры. На втором этапе (этапе встраивания) производится встраивание развернутых экземпляров ФБ в окружающую систему.

Все правила перехода к одноуровневой структуре функционально можно разбить на несколько групп. Классификация правил приведена на рис. 11.

Рис. 11. Классификация правил перехода от многоуровневой структуры систем ФБ к одноуровневой структуре

Библиографический список

1. International Standard IEC 61499. Function blocks for industrial-process measurement and control systems (edition 2.0). Part 1: Architecture / International Electrotechnical Commission. – Geneva, 2005. – 245 p.
2. **Дубинин, В. Н.** Модельно-центрированная методология проектирования распределенных компонентно-базированных информационно-управляющих систем промышленной автоматики / В. Н. Дубинин // Современные информационные технологии : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза, 2013. – Вып. 18. – С. 7–24.
3. **Ehrig, H.** Fundamental theory for typed attributed graph transformation / H. Ehrig, U. Prange, G. Taenzer // Graph Transformation: 2nd Int. Conf. (ICGT 2004). Lecture Notes in Computer Science. – Springer-Verlag, 2004. – Vol. 3256. – P. 161–177.
4. **Sendall, S.** Model transformation: The heart and soul of model-driven software development / S. Sendall, W. Kozaczynski // IEEE Software. Special Issue on Model-Driven Software Development. – 2003. – № 20 (5). – P. 42–45.
5. **Дубинин, В. Н.** Графо-трансформационный подход к синтезу формальных моделей систем функциональных блоков IEC 61499 / В. Н. Дубинин, В. В. Вяткин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 4. – С. 16–26.
6. AGG – A Development Environment for Attributed Graph Transformation Systems. – URL: http://tfs.cs.tu-berlin.de/agg
7. **Dubinin, V.** On Definition of a Formal Model for IEC 61499 Function Blocks / V. Dubinin, V. Vyatkin // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2008. – № 1. – P. 1–10.

References

1. *International Standard IEC 61499. Function blocks for industrial-process measurement and control systems (edition 2.0). Part 1: Architecture*. International Electrotechnical Commission. Geneva, 2005, 245 p.
2. Dubinin V. N. *Sovremennye informatsionnye tekhnologii: tr. Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf.* [Modern information technologies: proceedings of the International scientific and technical conference]. Penza, 2013, iss. 18, pp. 7–24.
3. Ehrig H., Prange U., Taenzer G. *Graph Transformation: 2nd Int. Conf. (ICGT 2004). Lecture Notes in Computer Science*. Springer-Verlag, 2004, vol. 3256, pp. 161–177.
4. Sendall S., Kozaczynski W. *IEEE Software. Special Issue on Model-Driven Software Development*. 2003, no. 20 (5), pp. 42–45.
5. Dubinin V. N., Vyatkin V. V. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2008, no. 4, pp. 16–26.
6. *AGG – A Development Environment for Attributed Graph Transformation Systems*. Available at: http://tfs.cs.tu-berlin.de/agg
7. Dubinin V., Vyatkin V. *EURASIP Journal on Embedded Systems*. 2008, no. 1, pp. 1–10.

Дубинин Виктор Николаевич
доктор технических наук, профессор, кафедра вычислительной техники, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

Dubinin Victor Nikolaevich
Doctor of engineering sciences, professor, sub-department of computer engineering, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

E-mail: dubinin.victor@gmail.com

Климкина Людмила Петровна
старший преподаватель, кафедра организации и информатизации производства, Пензенский государственный аграрный университет (Россия, г. Пенза, ул. Ботаническая, 30)

Klimkina Lyudmila Petrovna
Senior lecturer, sub-department of organization and informatization of manufacturing, Penza State Agricultural University (30 Botanicheskaya street, Penza, Russia)

E-mail: ludmila.klimkina@gmail.com

Калачев Андрей Валентинович
аспирант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

Kalachev Andrey Valentinovich
Postgraduate student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

E-mail: andrei.kalachev@gmail.com

УДК 681.5

Дубинин, В. Н.

Многоуровневые системы функциональных блоков IEC 61499 и их преобразование к одноуровневым моделям / В. Н. Дубинин, Л. П. Климкина, А. В. Калачев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 16–29. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-2

УДК 681.58
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-3

В. А. Чулков

УПРАВЛЯЕМЫЕ КОЛЬЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ В ТЕХНИКЕ СИНХРОНИЗАЦИИ

Аннотация.

Актуальность и цели. Объектом исследования являются управляемые кольцевые генераторы импульсов для устройств фазовой синхронизации и восстановления данных в процессе их передачи по каналу связи или воспроизведения в устройстве хранения данных. Актуальность работы состоит в возможности повышения точности синхронизации за счет фазовой интерполяции периода множеством смещенных во времени импульсов мультифазного кольцевого генератора как местного генератора цифровой системы фазовой синхронизации. Цель работы – создание базовых схем и вариантов практического исполнения схем управляемых кольцевых генераторов с непосредственной и косвенной (через управление фазой) перестройкой частоты, а также оценка их основных характеристик.

Материалы и методы. Исследование основных характеристик управляемых кольцевых генераторов выполнено с привлечением методов теории фазовой интерполяции, функций импульсной чувствительности, синтеза схем цифровой электроники.

Результаты. Рассмотрены технические принципы фазовой интерполяции и созданы новые схемотехнические решения управляемых кольцевых генераторов импульсов, оценены их модуляционные и шумовые характеристики.

Выводы. Применение предложенных в работе технических решений и выведенных расчетных соотношений в технике цифровой адаптивной синхронизации систем передачи и хранения данных позволяет повысить точность синхронизации без повышения тактовой частоты таких систем.

Ключевые слова: фазовая интерполяция, синхронизация, кольцевой генератор, элемент задержки, функция импульсной чувствительности.

V. A. Chulkov

CONTROLLED RING PUSLE OSCILLATORS IN SYNCHRONIZATION TECHNOLOGY

Abstract.

Background. The research subject is controlled ring pulse oscillators for phase synchronization devices and data recovery during their transmission through a communication channel or recovery in a data storage device. The research topicality consists in the possibility of increasing the accuracy of synchronization due to phase interpolation of the period by a set of time-shifted pulses from a multiphase ring oscillator as a local generator of a digital phase synchronization system. The aim of the work is to create basic circuits and variants of practical execution of controlled ring oscillator circuits with direct and indirect frequency control (through phase control), as well as to estimate their main characteristics.

Materials and methods. The study of the main characteristics of controlled ring oscillators was performed using methods of the phase interpolation theory, pulse sensitivity functions, synthesis of digital electronic circuits.

Results. Technical principles of phase interpolation have been considered and new circuit-based solutions of controlled ring pulse oscillators have been created, their modulation and noise characteristics have been estimated.

Conclusions. The application of the proposed technical solutions and deduced calculation relationships in the digital adaptive synchronization technique of data transmission and storage systems makes it possible to increase the synchronization accuracy without increasing the clock frequency of such systems.

Key words: phase interpolation, synchronization, ring oscillator, delay element, impulse sensitivity function.

Введение

Наряду с фазовым компаратором [1] базовым узлом устройств фазовой синхронизации в системах передачи и хранения данных является управляемый генератор импульсов. В традиционном исполнении управляемый генератор представляет собой релаксационный генератор с времязадающим элементом – конденсатором, перестройка частоты в нем осуществляется изменением скорости перезаряда этого конденсатора. К таким устройствам относятся интегральные высокочастотные генераторы, выполняемые по схеме мультивибратора с эмиттерной связью [2] либо на основе триггера Шмитта, управляющего направлением перезаряда конденсатора [3].

В последние годы благодаря успехам интегральной технологии повысился интерес к кольцевым генераторам импульсов (КГ). Благодаря появившейся возможности электронной перестройки времени задержки распространения логических вентилей [4], используемых в качестве каскадов КГ, удалось преодолеть их главный недостаток – нестабильность частоты. Это обеспечило, в свою очередь, расширение поля применения КГ от генерирования тактов и фазовой синхронизации до прецизионного измерения интервалов времени. В то же время ряд вопросов проектирования и применения КГ остается открытым, в частности, нуждаются в дополнительном исследовании вопросы осуществляемой с помощью КГ фазовой интерполяции, методы управления их частотой и принципы технической реализации на программируемых пользователем вентильных матрицах (ППВМ) [5, 6].

Принцип фазовой интерполяции

Фазовая синхронизация в системах передачи и воспроизведения данных до настоящего времени осуществляется в основном аналоговыми устройствами двух типов: *PLL* (*Phase Lock Loop* – контур фазовой автоподстройки) и *DLL* (*Delay Lock Loop* – контур автоподстройки задержки). В устройстве *DLL* отсутствует местный управляемый генератор, его роль исполняет цифровая линия задержки, которая, впрочем, также охвачена цепью обратной связи, обеспечивающей равенство задержки опорному периоду.

Кольцевой генератор импульсов в устройстве *PLL* может использоваться как обычный однофазный управляемый генератор, удобный для исполнения в большой интегральной схеме. Однако наличие множества выходов КГ, импульсы на которых перекрывают период генерирования, предоставляет дополнительные возможности для построения устройств синхронизации повышенной точности благодаря тому, что использование всей совокупности выходов позволяет сократить шаг дискретизации времени. По существу КГ,

генерируя N распределенных в пределах периода колебаний, естественным образом интерполирует период, отмечая дополнительные точки отсчета времени (фазы).

Процесс разбиения некоторого опорного интервала времени (в данном случае периода) на равные части, которые отслеживают изменения интервала, составляет суть фазовой интерполяции (ФИ), в случае КГ можно говорить о непрерывной ФИ. При традиционном подходе дискретизацию временного интервала, ограниченного моментами t_1 и t_2, можно представить как заполнение этого интервала δ-импульсами, следующими с опорным периодом T_O:

$$s_{\text{д}}(t) = \left[\sigma(t_1) - \sigma(t_2)\right] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_O), \tag{1}$$

где $\sigma(t)$ – единичная функция, или, что то же самое, с учетом конечной протяженности интервала:

$$s_{\text{д}}(t) = \sum_{k=ent\{t_1/T_O\}+1}^{ent\{t_2/T_O\}} \delta(t - kT_O), \tag{2}$$

здесь $ent\{x\}$ – операция взятия целой части аргумента.

В отличие от обычной системы *PLL*, в которой за один период местного генератора вырабатывается один импульс (рис. 1,***а***), в системе с мультифазным КГ в каждом опорном периоде генерируется множество импульсов (рис. 1,***б***), каждый из которых может использоваться для отсчета процесса автоподстройки. Поскольку в реальной системе *PLL* дестабилизирующие факторы проявляются в виде фазового дрожания (джиттера), которое накапливается в пределах периода, а также имеется технологическое рассогласование в задержках каскадов КГ, то позиции точек отсчета искажены (рис. 1,***в***), что следует учитывать при детальном анализе точности синхронизации.

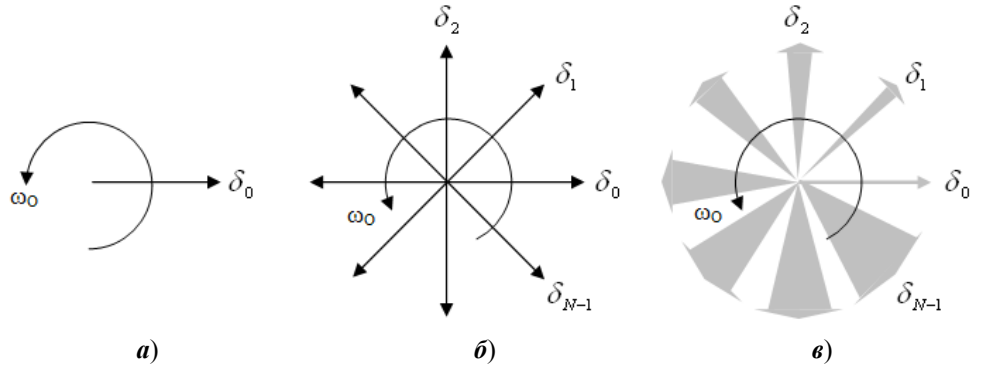


Рис. 1. Фазовые диаграммы дискретизации времени:
а – традиционная; ***б*** – с интерполяцией; ***в*** – с учетом джиттера

Поскольку КГ можно рассматривать как инструмент для цифрового отсчета фазового рассогласования (множество его выходов, по сути, представляет собой линейку фазовых субквантов T_O/N, где N – число фаз КГ), то

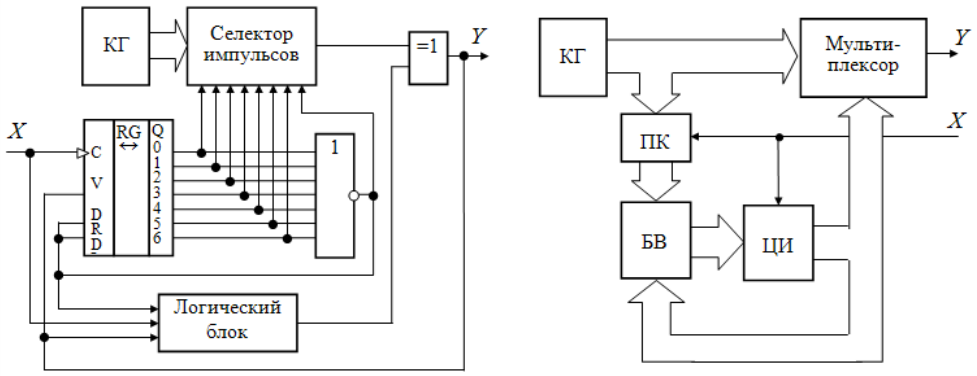
разность между моментами появления входного и выходного сигналов *PLL* можно отобразить суммой решетчатых функций:

$$s_{\text{д}}(t)=\left[\sigma(t_1)-\sigma(t_2)\right]\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(t-\left(k+\frac{i}{N}\right)T_O\right). \qquad (3)$$

Таким образом, применение КГ для фазовой синхронизации дает возможность построить полностью цифровую систему *PLL* с присущей такой системе стабильностью. В то же время, поскольку шаг дискретизации времени уменьшается в *N* раз, применение КГ равносильно кратному повышению тактовой частоты, что, в свою очередь, расширяет рабочий диапазон частот цифровых устройств *PLL*.

Устройства синхронизации на основе КГ

В цифровой системе *PLL* возможен один из двух способов управления КГ, первый из которых предполагает непосредственное воздействие на его частоту, а второй – косвенное воздействие на частоту через направленный выбор его фазы, которая выводится в качестве фазы выходного сигнала. Также разными способами может оцениваться текущая фазовая разность между входным сигналом *X* и генерируемым устройством выходным сигналом *Y* [7]. На рис. 2 представлены возможные структуры устройств синхронизации, отличающиеся формой дискриминационной характеристики фазового сравнения и ориентированные на работу с воспроизводимыми цифровыми сигналами данных, последовательность которых характеризуется случайностью межимульсных интервалов. Задача устройств состоит в разделении битовых ячеек этой последовательности – восстановлении синхросигналов.



а) ***б***)

Рис. 2. Интерполирующие системы фазовой синхронизации с релейной (***а***) и пилообразной (***б***) дискриминационными характеристиками

Схема, показанная на рис. 2,***а*** [8], обладает релейной дискриминационной характеристикой фазового сравнения. Помимо КГ, она включает распределитель тактов в виде реверсивного сдвигающего регистра, замкнутого по объединенным информационным входам *DR*, *DL* своей совокупностью выходов через элемент ИЛИ-НЕ. Позиция «единицы» на одном из выходов распределителя тактов зависит от знака разности фаз входного *X* и выходного *Y*

сигналов, при положительном знаке «единица» перемещается по разрядам регистра в одном направлении, при отрицательном – в обратном. В соответствии с позицией «единицы» селектор импульсов выбирает в качестве выходного сигнала Y импульс с одного из выходов КГ. Поскольку в каждом цикле работы фаза Y корректируется на π/N, то частотная полоса синхронизации устройства ограничена. Назначение выходного элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ заключается в расширении фазового диапазона КГ от свойственного ему $0...\pi$ до $0...2\pi$ путем инвертирования импульсов выходов под управлением логического блока.

В процессе автоподстройки в устройстве осуществляется регулирование фазы выходного сигнала Y без воздействия на КГ, т.е. в отличие от обычной системы с перестройкой частоты по результату фазового сравнения выполняется фазовая автоподстройка фазы. В том случае, если частота КГ не отличается от тактовой частоты входных сигналов, то после перебора фаз КГ состояние синхронизма устанавливается не более чем через N тактов, в противном случае для установления синхронизма потребуется время $t_{\text{уст}} = NT_0/(1-2N\delta_F)$, где δ_F – относительная частотная расстройка КГ. Так как регулирование фазы проводится дискретно с шагом $\Delta\varphi = \pm\pi/N$, то это значение и составляет погрешность синхронизации. Следовательно, с увеличением числа фаз КГ точность повышается, однако сокращается полоса захвата. Устройство в целом можно описать уравнением первого порядка, т.е. оно обладает абсолютной устойчивостью.

Вторая схема (рис. 2,***б***) обладает пилообразной дискриминационной характеристикой, благодаря которой противоречие между точностью, подразумевающей увеличения числа фаз КГ, и шириной полосы синхронизации разрешается [9]. Включение цифрового интегратора (ЦИ) увеличивает порядок системы до второго, цифровой эквивалент фазы входного сигнала X образует в момент его поступления преобразователь кода (ПК), который преобразует термометрический код выходов КГ в двоичное число и снабжен регистром для запоминания результата. Интегратор, выполняющий попутно функции фильтра, определяет номер фазы КГ, подключаемой к выходу устройства Y посредством мультиплексора, и, следовательно, число на его выходе отображает в цифровом виде фазу Y. Фазовое сравнение сигналов X и Y осуществляется путем вычитания их цифровых кодов в блоке вычитания (БВ). Второй порядок уравнения такого устройства требует внимания в части обеспечения устойчивости и качества переходного процесса.

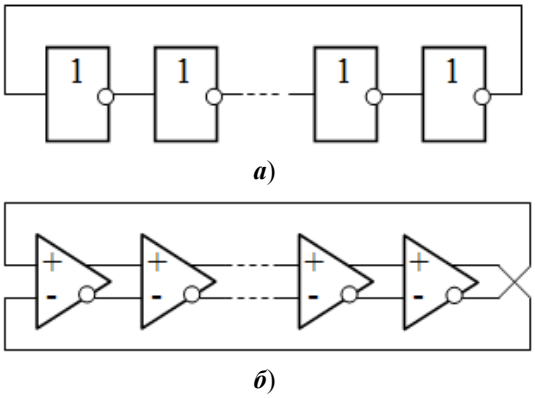
В такой системе фазовое сравнение выполняется путем вычитания цифровых кодов фазы сигналов X и Y, которые отсчитываются по субшкале КГ. Отсчет и запоминание фазы импульса X производится в момент его поступления преобразователем кода, цифровой код фазы Y постоянно присутствует на выходе цифрового интегратора, определяющего адрес мультиплексора и выполняющего попутно функции фильтра. Наличие интегратора обусловливает второй порядок устройства, что требует анализа процессов в нем с целью обеспечения нужных динамических характеристик и выполнения условий устойчивости.

Основное требование к КГ как ядру устройства *PLL* состоит в монотонности его модуляционной характеристики, под которой здесь понимается

зависимость фазы выбираемого выхода от адреса селектирующего мультиплексора и которая обеспечивается в КГ естественным образом, линейность характеристики не играет решающей роли. Шаг дискретизации времени в интерполирующем устройстве *PLL* сокращается с уменьшением времени задержки каскада КГ и может быть доведен до времени задержки единственного логического вентиля, а при использовании локальной интерполяции и до субвентильного уровня.

Базовые схемы и параметры кольцевых генераторов

Кольцевой генератор импульсов строится из замкнутой цепи элементов задержки (ЭЗ), которыми могут служить и обычные логические вентили. Эта цепь создает в кольце задержку в половину периода колебаний, дополнительный фазовый сдвиг на π достигается введением фазоинвертирующего каскада. Генератор может строиться, например, на однотипных инверторах, количество которых, исходя из необходимости общей фазовой задержки 2π, должно быть нечетным (рис. 3,***а*** [10]). Управление в цифровых системах, оперирующих с двоичными числами, обычно предполагает модули цифровых узлов 2^n, поэтому предпочтительным часто оказывается применение дифференциальных ЭЗ. Число каскадов в таком КГ может быть произвольным, дополнительное смещение на π обеспечивается перекрестным соединением выходов оконечного каскада с входами первого (рис. 3,***б***).



а)

б)

Рис. 3. Кольцевой генератор импульсов на основе инверторов (***а***) и дифференциальных буферов (***б***)

Кольцевой генератор устройства *PLL* должен сопрягаться выходами с другими цифровыми узлами устройства, обеспечивать заданный фазовый шаг и «сшивание» множества фаз в пределах периода, необходимый диапазон перестройки частоты и линейность регулировочной характеристики, низкий уровень фазового шума. Для ускорения захвата путем принудительного фазирования *PLL* в КГ может предусматриваться режим «старт – стоп».

Частоту генерируемых *N*-каскадного КГ импульсов можно определить, полагая время задержки каждого каскада равным t_D. В схеме рис. 3,***а*** по каскадам поочередно распространяются сначала «волна единиц» в течение первого полупериода, а затем «волна нулей» в течение второго полупериода. Так

как продолжительность каждого полупериода составляет Nt_D, то частота импульсов оказывается равной

$$f = \frac{1}{2N \cdot t_D}. \tag{4}$$

В схеме рис. 3,***б*** на основе дифференциальных буферов можно уточнить время задержки одиночного каскада, приняв во внимание линейность процесса перезаряда емкости нагрузки C_H током смещения каскада I_O до середины логического перепада $\Delta U_O/2$ со скоростью I_O/C_H, тогда значение частоты получается из (5) в виде

$$f = \frac{I_O}{2NC_H \Delta U_O}. \tag{5}$$

Другие методики расчета исходят из упрощающих предположений, например о постоянном выходном сопротивлении каскада, когда его стоковые нагрузки выполняются в виде смещенных в линейную область МОП-транзисторов. Более точные методики анализа учитывают нелинейности межэлектродных емкостей транзисторов, они громоздки для практического применения.

Важнейшим показателем качества КГ являются его шумовые свойства, которые во временной области проявляются в виде фазового дрожания (джиттера) генерируемых импульсов – случайных отклонений их фронтов от номинальных позиций. Джиттер обусловлен как воздействием собственных шумов составляющих КГ электронных приборов, так и влиянием помех различной природы по сигнальным и питающим цепям.

Как инструмент анализа джиттера получил распространение метод функций импульсной чувствительности (*ISF – Impulse Sensitivity Function*) [11], сущность которого сводится к выяснению реакции генератора на δ-импульс тока площадью Δq, поступающий в момент $t = \tau$ в емкость нагрузки каскада C_H, и вызывающий мгновенное изменение напряжения на ней

$$\Delta u = \frac{\Delta q}{C_H}. \tag{6}$$

Приращение напряжения вызывает фазовый сдвиг импульса $\Delta\varphi$, который можно оценить как

$$\Delta\varphi = \Gamma(\omega_O t)\frac{\Delta u}{\Delta U_O} = \Gamma(\omega_O t)\frac{\Delta q}{\Delta Q_O}, \tag{7}$$

где ΔU_O – размах напряжения на выходе каскада; $\Delta Q_O = C_H \Delta U_O$ – заряд, вызывающий его полное переключение.

Функция *ISF* ($\Gamma(\omega_O t)$) представляет собой нелинейный коэффициент, который периодически изменяется, показывая в нормированных единицах отношение смещения фронта импульса $\Delta\varphi$ к заряду, введенному в емкость нагрузки.

Если инжектированный заряд не превышает 0,1 полного заряда переключения ΔQ_O, то допустимо предположение о линейной связи фазового смещения с инжектированным зарядом. Поскольку величина заряда определяется воздействующим со стороны шумового источника током $i(\tau)$, то фазовое смещение можно переписать как

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} \frac{\Gamma(\omega_O \tau)}{\Delta Q_O} i(\tau) d\tau . \quad (8)$$

С течением времени фазовые смещения, обусловленные разными факторами, аккумулируются по-разному. Так, сдвиги, причиной которых являются тепловые шумы компонентов, статистически независимы, поэтому за время ΔT от начала наблюдения среднеквадратическое отклонение временного сдвига импульса определяется формулой [5]:

$$\sigma_{\Delta T} = k\sqrt{\Delta T} , \quad (9)$$

где k – коэффициент пропорциональности, определяемый параметрами схемы. Другая группа факторов, например помехи в шинах питания, соответствует случаю полностью коррелированных источников шумов. В этом случае среднеквадратические отклонения фронтов импульсов отдельных каскадов за время ΔT суммируются, а полное значение $\sigma_{\Delta T}$ оказывается пропорциональным с коэффициентом ζ времени наблюдения:

$$\sigma_{\Delta T} = \zeta \Delta T . \quad (10)$$

Фактически в схеме КГ имеются источники и независимых, и связанных друг с другом источников шумовых воздействий. За меру джиттера обычно принимается относительное значение среднеквадратического отклонения импульсов, приведенное к их периоду:

$$\sigma_{\Delta\varphi} = 2\pi \frac{\sigma_{\Delta T}}{T_0} = \omega_O \sigma_{\Delta T} . \quad (11)$$

Анализ джиттера позволяет выявить схемные средства его сокращения. Форма сигналов цифровых устройств в элементном базисе комплементарных МОП близка к трапецеидальной. Фронт и спад таких сигналов в фазовом исчислении составляет $\omega_O t_r$ и $\omega_O t_f$ (ω_O – угловая частота), а средняя задержка каскада по фазе $\Delta\varphi_P$ пропорциональна длительности фронта:

$$\Delta\varphi_P = \eta \Delta\varphi_r = \eta \omega_O t_r . \quad (12)$$

Поскольку фазовое смещение импульса, вызванное импульсом шумового тока, приходящегося на фронт или спад импульса, обратно пропорционально скорости изменения напряжения $du_O / d\phi = 1/\omega_O t_r$, то наибольшее значение функции импульсной чувствительности равно $\Gamma_{\max} = \omega_O t_r$. Тогда

$$\Gamma^2_{\text{эфф}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma^2(\varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_O t_r} (\omega_O t_r)^2 d\varphi = \frac{(\omega_O t_r)^3}{\pi} . \quad (13)$$

Заметив, что в N-каскадном КГ $2\pi = 2N\eta\omega_O t_r$, из выражения (13) найдем

$$\Gamma_{эф} = \frac{\pi}{\sqrt{\eta^3}} \times \frac{1}{N^{1,5}}. \qquad (14)$$

Следовательно, джиттер становится меньше с ростом числа фаз КГ, следуя полуторастепенному закону. Как отмечалось выше, выполнение данной рекомендации способствует и повышению точности синхронизации в интерполирующей системе *PLL*.

Управление частотой кольцевых генераторов

Регулирование частоты КГ может осуществляться аналоговыми и цифровыми средствами, в некоторых случаях (например в ППВМ) аналоговое управление в принципе невозможно. Цифровое управление частотой может осуществляться двояко – либо путем направленной селекции рабочего выхода КГ, что обеспечивает косвенное (через фазу) регулирование частоты, либо путем изменения количества каскадов КГ.

Вариант схемы КГ по первому способу, предполагающему непрерывный инкремент номера фазы КГ, формируемого цифровым аккумулятором в составе регистра и сумматора, представлен на рис. 4. Управляющий код X, добавляясь с помощью аккумулятора в каждом такте работы к текущему адресу мультиплексора, задает знак и скорость приращения адреса. В соответствии с новым адресом мультиплексор выбирает выход КГ, который и служит в текущем такте выходным импульсом Y.

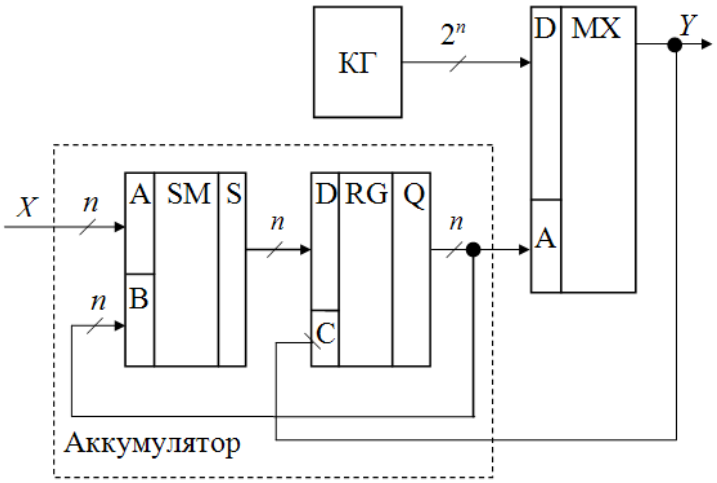


Рис. 4. Управляемый кодом генератор

Кольцевой генератор КГ имеет $N = 2^n$ выходов, импульсы на смежных выходах смещены на $2\pi/N$, разрядность аккумулятора равна n (его модуль счета, следовательно, равен 2^n). Положим для примера входное число X равным –1, а исходный адрес мультиплексора – нулевым. Тогда на выходе Y ока-

зывается импульс с выхода КГ под номером 0, по окончании этого импульса, который поступает в аккумулятор как тактовый импульс регистра, адрес мультиплексора уменьшается на единицу и он подключает к выходу Y выход КГ с номером (2^n – 1). Импульс этого выхода отстает от импульса нулевого выхода на $\frac{2^n-1}{2^n}\times 2\pi$, что ввиду цикличности работы узлов устройства с модулем 2^n равноценно опережению на $\pi/2^{n-1}$. Таким образом, временной интервал между выходными импульсами КГ становится меньше периода КГ на величину $t_D = T_O/2^n$.

При произвольном значении управляющего кода X с каждым периодом генерирования адрес мультиплексора получает заданный инкремент, а период импульсов приобретает соответствующее приращение:

$$T_Y = T_O + \frac{X}{2^n}T_O = \left(1+\frac{X}{2^n}\right)T_O. \qquad (15)$$

При условии $X << 2^n$ частота выходных импульсов определяется формулой

$$f = \left(1-\frac{X}{2^n}\right)/T_O. \qquad (16)$$

Условие работоспособности описанного КГ заключается в обеспечении размежевания во времени выходных импульсов, которое ограничивает диапазон регулирования частоты границами ±50 %, для этого входной код должен отвечать неравенству $|X| < 2^{n-1}$.

В представленной на рис. 5 структуре КГ, образованной замыканием состоящей из ЭЗ цифровой линии задержки (ЦЛЗ) через инвертор [12], период импульсов определяется количеством ЭЗ в кольце, которое устанавливает мультиплексор в соответствии со своим адресом. Частоту КГ задает управляющий код B, который подвергается предварительной модификации в преобразователе кода с целью уменьшения шага перестройки частоты. В данном варианте ПК выполнен в виде примитивного вычитателя, уменьшаемым B^* в котором служит число, состоящее из n его старших разрядов ($b_n...b_1$), а вычитаемым – его же младший разряд b_0, который берется либо в прямом, либо в инверсном виде в зависимости от того, какая волна (нулей или единиц) распространяется по каскадам КГ. Для этого в блоке ПК предусмотрен вентиль И-НЕ.

Когда по каскадам КГ проходит волна единиц (положительная полуволна колебаний) на выходе вентиля И-НЕ будет формироваться инверсия младшего разряда $\bar{b}_0$, если же по каскадам КГ распространяется уровень нуля, то на выходе этого вентиля будет удерживаться логическая «1». Благодаря такому механизму в течение положительной полуволны генерируемого импульса вычитатель передает на мультиплексор адрес

$$A^+ = b_n b_{n-1}...b_1 - b_0, \qquad (17)$$

в противном случае

$$A^{-} = b_n b_{n-1} ... b_1 - 1. \tag{18}$$

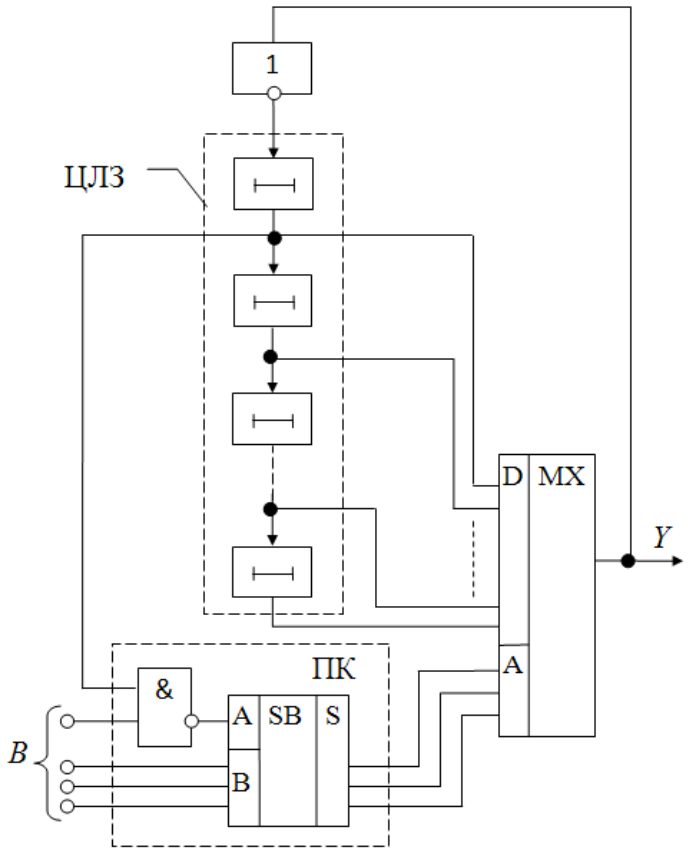


Рис. 5. Кольцевой генератор с цифровым управлением частотой

Указанные адреса определяют продолжительности соответствующих полупериодов колебаний КГ. Полный период генерируемых импульсов оказывается равным

$$T = T^{+} + T^{-} = (A^{+} + 1)t_D + (A^{-} + 1)t_D = (A^{+} + A^{-} + 2)t_D, \tag{19}$$

где t_D – время задержки каскада КГ. Так как

$$A^{+} + A^{-} = b_n b_{n-1} .. b_1 - \bar{b}_0 + b_n b_{n-1} .. b_1 - 1 = 2 b_n b_{n-1} .. b_1 - 2 + (1 - \bar{b}_0) =$$

$$= 2 b_n b_{n-1} .. b_1 - 2 + b_0 = b_n b_{n-1} .. b_1 b_0 - 2 = B - 2, \tag{20}$$

то подстановка этого значения в (19) дает

$$T = B t_D . \tag{21}$$

Диапазон перестройки периода T располагается в пределах от $2t_D$ до $\left(2^{n+1} - 1\right)t_D$.

Заключение

В работе рассмотрены принципы непрерывной фазовой интерполяции как метода сокращения шага дискретизации времени в цифровых системах синхронизации в приложении к схемотехнике кольцевых генераторов импульсов. Показано, что для повышения точности синхронизации и одновременно снижения уровня джиттера генерируемых импульсов необходимо увеличивать число фаз кольцевого генератора. Предложены варианты схем кольцевых генераторов с непосредственной и косвенной (через управление фазой) перестройкой частоты.

Библиографический список

1. **Чулков, В. А.** Техника фазового сравнения при восстановлении синхросигналов в информационных каналах систем хранения данных / В. А. Чулков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2015. – № 1 (33). – С. 29–42.
2. **Титце, У.** Полупроводниковая схемотехника : справочное руководство / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. под ред. А. Г. Алексенко. – М. : Мир. – 1983. – 512 с.
3. **Чулков, В. А.** Высокочастотный генератор пилообразного напряжения / В. А. Чулков // Приборы и техника эксперимента. – 1980. – № 6. – С. 96–97.
4. **Чулков, В. А.** Управляемые КМОП элементы задержки для интерполирующих преобразователей информации / М. М. Бутаев, В. А. Чулков // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ. – 2010. – Вып. 5. – С. 130–140.
5. **Чулков, В. А.** Интерполирующие устройства синхронизации и преобразователи информации / В. А. Чулков. – М. : Физматлит, 2010. – 324 с.
6. **Чулков, В. А.** Кольцевые генераторы импульсов на ПЛИС / В. А. Чулков, А. В. Медведев // Известия вузов. Приборостроение. – 2009. – № 12. – С. 50–53.
7. **Чулков, В. А.** Устройства синхронизации с элементами фазовой интерполяции / В. А. Чулков // Известия вузов. Приборостроение. – 2009. – № 9. – С. 53–57.
8. Пат. 2267221 Российская Федерация, МПК H03L7/00. Цифровое устройство фазовой синхронизации / Чулков В. А. ; патентообладатель Пенз. гос. технолог. академия. – заявл. 12.04.2004 ; опубл. 27.12.2005.
9. Пат. 2119717 Российская Федерация, МПК H03L7/00; H04L7/033. Устройство фазовой синхронизации / Чулков В. А. ; патентообладатель Пенз. гос. технолог. академия. – заявл. 15.04.1997 ; опубл. 27.09.1998.
10. **Razavi, B.** A 2-GHz 1.6-mW Phase-Locked Loop / B. Razavi // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1997. – May. – Vol. 32. – P. 730–735.
11. **Hajimiri, A.** A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators / A. Hajimiri, T. H. Lee // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – February 1998. – Vol. 33, № 2. – P. 179–194.
12. Пат. 2170490. МПК H03K5/14; H03L7/00; H03K5/156. Генератор импульсов с цифровой перестройкой периода / Чулков В. А. ; патентообладатель Пенз. технолог. институт. – заявл. 28.02.2000 ; опубл. 10.07.2001.

References

1. Chulkov V. A. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2015, no. 1 (33), pp. 29–42.
2. Tittse U., Shenk K. *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika: spravochnoe rukovodstvo* [Semicunductor circuit design: a reference guide]. Transl. from German by A. G. Aleksenko. Moscow: Mir, 1983, 512 p.

3. Chulkov V. A. *Pribory i tekhnika eksperimenta* [Experimental devices and equipment]. 1980, no. 6, pp. 96–97.
4. Chulkov V. A., Butaev M. M. *Voprosy radioelektroniki. Ser. EVT* [Problems of radio electronics. Series: Computer Technology]. 2010, iss. 5, pp. 130–140.
5. Chulkov V. A. *Interpoliruyushchie ustroystva sinkhronizatsii i preobrazovateli informatsii* [Interpolating devices of synchronization and data converters]. Moscow: Fizmatlit, 2010, 324 p.
6. Chulkov V. A., Medvedev A. V. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie* [University proceedings. Instrument engineering]. 2009, no. 12, pp. 50–53.
7. Chulkov V. A. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie* [University proceedings. Instrument engineering]. 2009, no. 9, pp. 53–57.
8. Pat. 2267221 Russian Federation, MPK H03L7/00. *Tsifrovoe ustroystvo fazovoy sinkhronizatsii* [A digital phase synchronization device]. Appl. 12.04.2004; publ. 27.12.2005.
9. Pat. 2119717 Russian Federation, MPK H03L7/00; H04L7/033. *Ustroystvo fazovoy sinkhronizatsii* [A phase synchronization device]. Appl. 15.04.1997; publ. 27.09.1998.
10. Razavi B. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 1997, May, vol. 32, pp. 730–735.
11. Hajimiri A. A, Lee T. H. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 1998, February, vol. 33, no. 2, pp. 179–194.
12. Pat. 2170490 Russian Federation, MPK H03K5/14; H03L7/00; H03K5/156. *Generator impul'sov s tsifrovoy perestroykoy perioda* [An impulse generator with digital period rearrangement]. Appl. 28.02.2000; publ. 10.07.2001.

Чулков Валерий Александрович
доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой информационных технологий и менеджмента в медицинских и биотехнических системах, Пензенский государственный технологический университет (Россия, г. Пенза, пр-д Байдукова, 1А)

Chulkov Valeriy Aleksandrovich
Doctor of engineering sciences, associate professor, head of sub-department of information technologies and management in biomedical systems, Penza State Technological University (1a Baydukova lane, Penza, Russia)

E-mail: chu@penzgtu.ru

УДК 681.58
Чулков, В. А.
Управляемые кольцевые генераторы импульсов в технике синхронизации / В. А. Чулков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 30–42. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-3

УДК 519.2, 612.087, 621.319.7
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-4

В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. В. Безяев, А. В. Елфимов, А. П. Юнин

ОЦЕНКА ЭФФЕКТА УСКОРЕНИЯ ВЫЧИСЛЕНИЙ, ОБУСЛОВЛЕННОГО ПОДДЕРЖКОЙ КВАНТОВОЙ СУПЕРПОЗИЦИИ ПРИ КОРРЕКТИРОВКЕ ВЫХОДНЫХ СОСТОЯНИЙ НЕЙРОСЕТЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БИОМЕТРИИ В КОД

Аннотация.

Актуальность и цели. Целью работы является оценка выигрыша, возникающего из-за использования программной поддержки, эффектов квантовой суперпозиции выходных состояний нейронной сети.

Материалы и методы. Для наблюдения эффектов квантовой суперпозиции используется метод, состоящий в размывании детерминированных данных одного примера образа «Свой» данными генератора «белого шума». По этой причине часть выходных разрядов нейросетевого преобразователя оказываются нестабильными.

Результаты. Предложено использовать коды, обнаруживающие и исправляющие ошибки, хранящие синдромы связанных ошибок в виде хэш-функции от верных состояний корректируемого кода.

Выводы. Реализация самокорректирующегося кода при его длине 256 бит, способного обнаруживать и корректировать 12 ошибок, дает выигрыш в сокращении вычислений на 20 десятичных порядков. Этот выигрыш обусловлен использованием при вычислениях эффектов поддержки квантовой суперпозиции длинной 12 кубит.

Ключевые слова: квантовая суперпозиция, нейросетевой преобразователь биометрия-код, дискретный спектр выходных состояний, статистический анализ на малых выборках.

V. I. Volchikhin, A. I. Ivanov, A. V. Bezyaev, A. V. Elfimov, A. P. Yunin

EVALUATION OF THE CALCULATION ACCELERATION EFFECT, CAUSED BY THE SUPPORT OF QUANTUM SUPERPOSITION STATES DURING ADJUSTMENT OF OUTPUT CONDITIONS OF A “BIOMETRICS - CODE” NEURAL NETWORK CONVERTER

Abstract.

Background. The aim of the work is to estimate the benefit of using the program support, the effects of quantum superposition of the neural network’s output.

Materials and methods. To observe the effects of quantum superposition the authors used a method consisting in blurring of deterministic data of one “Friend” image example by "white noise" generator data. For this reason, a part of neural network convereter’s output discharges are unstable.

Results. It is proposed to use codes to detect and correct errors, storing syndromes of related errors in the form hash functions from the true state of the corrected code.

Conclusions. The implementation of the self-correcting code with its length of 256 bits, capable of detecting and correcting 12 errors, gives a benefit in reduction

of the computation by 20 orders of magnitude. This benefit is due to the use of effects of the support of quantum superposition having 12 q-bits of length.

Key words: quantum superposition, neural network “biometrics – code” converter, discrete spectrum of output states, statistical analysis on small samples.

Технология биометрической аутентификации с использованием больших искусственных нейронных сетей

В настоящее время активно идут процессы информатизации современного общества. Мы вынуждены помнить множество паролей доступа к своим личным кабинетам. При этом используемые нами пароли короткие, так как люди не способны запоминать длинные случайные цифровые последовательности. Снять проблему запоминания длинных паролей позволяют преобразователи биометрии в код. США, Канада и страны Евросоюза идут по пути использования так называемых «нечетких экстракторов» [1–3]. Россия [4] и Казахстан [5] идут по пути использования нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа.

В силу того что информационная безопасность граждан является весьма чувствительной областью услуг, в России создан ряд стандартов, обеспечивающих возможность сертификации соответствующих аппаратно-программных продуктов. В частности, создан стандарт ГОСТ Р 52633.5 [6], регламентирующий обучение больших искусственных нейронных сетей.

Если воспользоваться стандартом ГОСТ Р 52633.5 [6], то мы получим большую сеть искусственных нейронов с большим числом входов и выходов. Пример такой сети приведен на рис. 1, где отображен один из нейронов сети с 32 входами и двумя таблицами. В левой части рисунка показана таблица связей входов *k*-го нейрона со входами нейронной сети в целом.

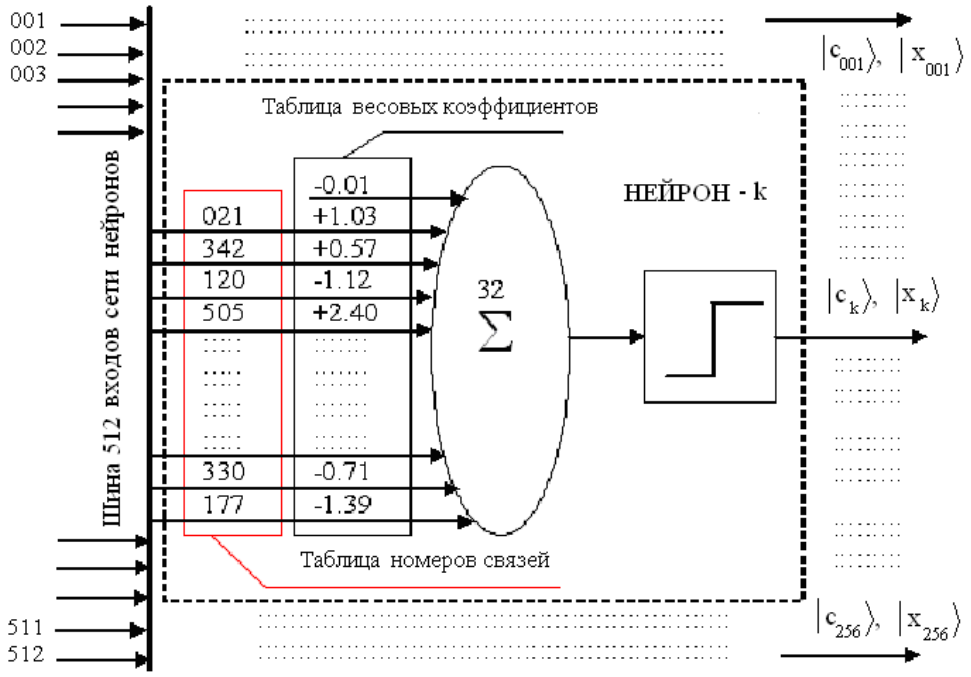


Рис. 1. Типовая схема организации нейросетевого преобразователя биометрия-код

По стандарту [6] эта таблица содержит случайные адреса, полученные от программного генератора псевдослучайных чисел. Вторая таблица содержит весовые коэффициенты нейрона, полученные в результате его обучения на нескольких примерах образа «Свой».

Следует отметить, что нейросетевой преобразователь биометрия-код ведет себя совершенно по-разному для образа «Свой» и образов «Чужие». Более того, разницу в поведении состояний нейронов удается увидеть только в том случае, если организовать условия поддержки на выходах нейронной сети квантовой суперпозиции [7]. В связи с тем, что корректно описать состояния нейронов удается только в терминах квантовых преобразований, на рис. 1 выходные состояния нейронов даны в скобках Дирака. Обозначение $|c_k\rangle$ соответствует кубиту выходного состояния k-го нейрона при воздействии на обученную сеть нейронов образом «Свой». Обозначение $|x_k\rangle$ соответствует кубиту выходных состояний k-го нейрона при воздействии на обученную нейронную сеть биометрическими образами «Чужой».

Геометрическая интерпретация работы нейросетевого преобразователя

Если считать, что континуум примеров образа «Свой» находится в некотором 512-мерном гиперэллипсе, каждый пример образа «Свой» является точкой в этом 512-мерном гиперэллипсе. Если мы возьмем любую пару контролируемых биометрических параметров, то по ним можно сделать сечение гиперэллипса. Сечение даст обычный эллипс, приведенный на рис. 2.

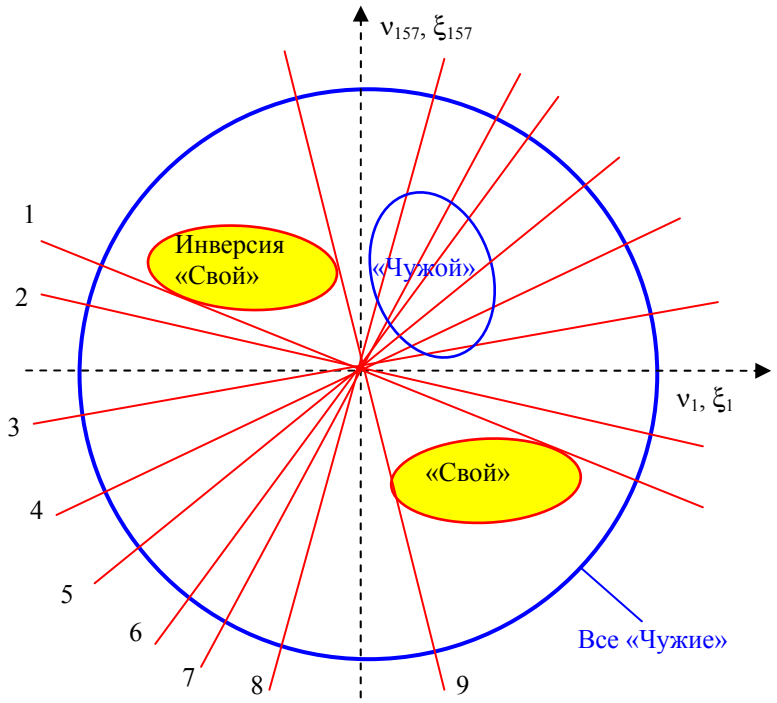


Рис. 2. Двухмерное сечение многомерной области все «Чужие»

Каждый обученный нейрон в таком сечении будет давать линию, делящую пространство все «Чужие» пополам. Алгоритм обучения ГОСТ Р 52633.5 [6] обеспечивает прохождение всех линий через центр гиперсферы все «Чужие» для того, чтобы состояния «0» и «1» на выходах нейронов были равновероятны. Второе условие, обеспечиваемое алгоритмом обучения ГОСТ Р 52633.5 [6], состоит в том, что ни одна из разделяющих линий (проекций разделяющих гиперплоскостей) не должна пересекать эллипс «Свой». Тогда любая точка в теле гиперэллипса «Свой» будет давать код $"\overline{c}"$ или вектор состояний разрядов кода на выходах нейронов. Код «Свой» почти детерминирован, любой пример образа «Свой» дает заданное при обучении состояние выходов нейронов.

Если на его входы нейросети подаются данные примеров образа «Свой», то нейросетевой преобразователь свертывает все нестабильности образа в точку единственного криптографического ключа $"\overline{c}"$. Энтропия исходных непрерывных данных вектора биометрических параметров $\overline{\nu}$ уменьшается практически до нуля энтропии выходного кода «Свой»:

$$H(\overline{\nu}) >> H("\overline{c}") \approx 0 . \qquad (1)^{1}$$

Совершенно такая же ситуация возникает для инверсного образа «Свой», дающего инверсный выходной код $"\neg\overline{c}"$ нейронной сети:

$$H(-\overline{\nu}) >> H("\neg\overline{c}") \approx 0 . \qquad (2)$$

Совершенно иная ситуация возникает, если на вход нейронной сети подать 512-мерный вектор данных, принадлежащих биометрическому образу «Чужой» $\overline{\xi}$. Как показано на рис. 2, через тело гиперэллипса «Чужой» проходит несколько гиперплоскостей нейронов, обученных распознавать образ «Свой». То есть предъявление нейронной сети данных примеров «Чужой» приводит к изменению выходных кодов нейронной сети. Каждый пример образа «Чужой» дает свой код на выходах нейросети. Несмотря на то, что энтропия естественной нестабильности примеров образа «Свой» и примеров образов «Чужой» сопоставимы, энтропия их выходных кодов оказывается очень большой:

$$H(\overline{\nu}) \approx H(\overline{\xi}) < H("\overline{x}") >> 0 . \qquad (3)$$

Получается, что обученная нейронная сеть практически полностью устраняет естественную энтропию нестабильности многомерных континуумов входных данных образа «Свой». В этом случае нейросеть выполняет функцию, обратную функции хэширования (1). Хэширование (перемешивание) – это всегда функция усиления энтропии. Для образов «Чужой» все наоборот, нейросеть осуществляет функцию хэширования биометрических данных (3). Энтропия образа «Чужой» усиливается.

[1] В уравнении (1) присутствует вектор континуумов и вектор двоичных разрядов кода. Для того чтобы их различать, вектор дискретных состояний помечен кавычками, что является общепринятой записью для языков программирования высокого уровня и принято в литературе по нейросетевой биометрии.

Переход от описания обычных бинарных биокодов в пространство расстояний Хэмминга

Отечественные нейросетевые преобразователи имеют 256 выходов [4] в силу того, что российские стандарты шифрования и формирования цифровой подписи построены на использовании криптографических ключей длиной 256 бит. Кроме того, ОС Windows и ОС Linux способны работать с паролями доступа длиной до 256 бит (32 символа в 8-битной кодировке). Обычно люди используют короткие пароли, так как не могут запоминать длинные пароли из случайных символов. Биометрия снимает проблему длинных паролей. Любой пользователь получает через биометрию возможность преобразовать свой короткий, легко запоминаемый пароль, в длинный код доступа. Когда нет проблемы запоминания длинных паролей, нет необходимости экономить на их длине. Если ОС Windows позволяет использовать пароль максимальной длины в 256 бит, то такие пароли и нужно использовать.

Описать все состояния длинных кодов технически невозможно. Одним из приемов упрощения статистического описания длинных кодов является переход в пространство расстояний Хэмминга. Далее будет показано, что этот прием сильно упрощает расчет энтропии выходных состояний нейронной сети.

Одной из самых популярных является метрика Хэмминга расстояний между кодами «Чужой» и кодом «Свой»:

$$h = \sum_{i=1}^{256} \left("c_i" \right) \oplus \left("x_i" \right), \tag{4}$$

где $"c_i"$ – один из разрядов кода «Свой»; $"x_i"$ – один из разрядов кода «Чужой»; $\oplus$ – операция сложения по модулю два.

Также используется расстояние Хэмминга между центром кодов «Чужой-*k*» и другими кодами других образов все «Чужие»:

$$h = \sum_{i=1}^{256} "E\left("x_{k,i}" \right)" \oplus \left("x_i" \right), \tag{5}$$

где $"E("x_{k,i}")"$ [1] – наиболее вероятное состояние *i*-го разряда кода «Чужой-*k*»:

$$\begin{cases} "E("x_{k,i}")" \leftarrow "0" \text{ если } P("0") > P("1"), \\ "E("x_{k,i}")" \leftarrow "1" \text{ если } P("1") > P("0"), \\ "E("x_{k,i}")" \leftarrow rnd("0","1") \text{ если } P("1") = P("0"). \end{cases} \tag{6}$$

Если вероятности состояний «0» и «1» одинаковы, то состояние $"E("x_{k,i}")"$ выбирается случайно.

Следует отметить, что записать квантовую суперпозиция для 256 кубит выходного кода нейронной сети для образа «Чужой» технически невозможно. Однако как только мы будем описывать состояния выходных разрядов в про-

[1] В записи проявились двойные кавычки, что означает действие дискретного преобразования (6) над дискретной переменной.

странстве расстояний Хэмминга (по отношению к коду «Свой» или к коду центра образа «Чужой-*k*» проблема статистического описания квантовой суперпозиции снимается. Для ее решения достаточно построить гистограмму соответствующего распределения расстояний Хэмминга. Плотности распределения значений расстояний Хэмминга $p(h)$ достаточно для симметричного статистического описания нейронной сети [4, 5] или в виде симметричной связки квантовой суперпозиции и квантовой сцепленности [7].

Квантовая суперпозиция для одиночного разряда биокода

Следует подчеркнуть, что разряды кодов примеров образа «Свой» стабильны. В левом верхнем углу на рис. 3 дана гистограмма показателей стабильности распределения разрядов кода "$\overline{c}$". Показатель стабильность разрядов кода введен ГОСТ Р 52633.3–2011 [8]:

$$\omega_i = 2 \cdot \left|1 - P("0_i")\right| = 2 \cdot \left|1 - P("1_i")\right|, \qquad (7)$$

где вероятности состояний разряда определяются при предъявлении нейронной сети примеров одного образа «Чужой».

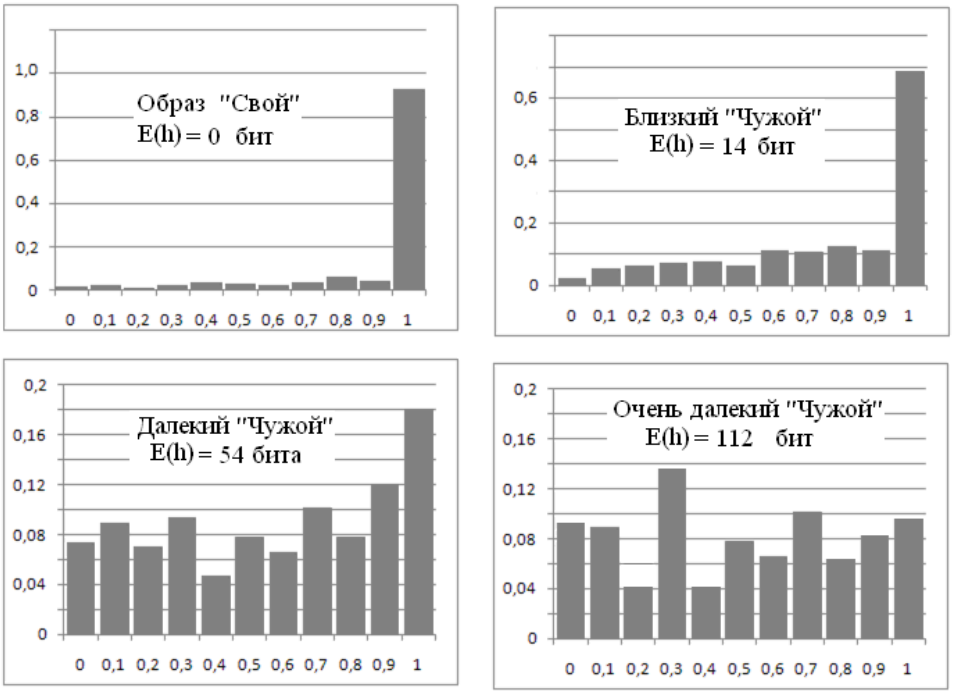


Рис. 3. Примеры гистограмм распределения показателей стабильности образов «Чужой-*k*» в зависимости от математического ожидания расстояний Хэмминга их примеров до кода образов «Свой»

Показатель стабильности игнорирует наиболее вероятное состояние *i*-го разряда кода "$E("x_{k,i}")$" и отражает только его стабильность. Если *i*-й разряд кодов абсолютно стабилен, то показатель оказывается единичным $\omega_i = 1$. Если вероятности двух состояний разряда совпадают $P("0_i") = P("1_i") = 0,5$, то показатель стабильности оказывается нулевым $\omega_i = 0$.

Для i-го разряда кода «Свой» полная квантовая суперпозиция записывается следующим образом [9]:

$$\left|\Psi_i\right\rangle = \sqrt{P("0_i")} \cdot \left|0_i\right\rangle + \sqrt{P("1_i")} \cdot \left|1_i\right\rangle . \quad (8)$$

Однако примерно 90 % разрядов кода «Свой» оказываются абсолютно стабильными, и в их вантовой суперпозиции (8) одна из компонент исчезает. То есть эти стабильные разряды оказываются полностью детерминированными и их нельзя рассматривать как кубиты. Только 10 % разрядов кода «Свой» следует рассматривать как кубиты и описывать соотношением (8).

Из данных рис. 3 видно, что удаление центра кодов образа «Чужой-k» от кода «Свой» приводит к росту математического ожидания расстояний Хэмминга:

$$E(h) \approx \sum_{i=1}^{256} (1-\omega_i) \cdot "E\left("x_{k,i}"\right)" \oplus \left("c_i"\right) . \quad (9)$$

Чем выше расстояние Хэмминга между центром образа «Чужой-k» и кодом «Свой», тем менее стабильными оказываются разряды кода. Самыми нестабильными разрядами обладают коды, имеющие центр расстояний Хэмминга, равный половине длин кодов.

Если расстояние до центра кодов больше половины, то необходимо переходить к определению расстояний Хэмминга до инверсного кода «Свой»:

$$E(\neg h) \approx \sum_{i=1}^{256} (1-\omega_i) \cdot "E\left("x_{k,i}"\right)" \oplus \left("\neg c_i"\right) . \quad (10)$$

Самые нестабильные коды имеют примерно 10 % почти стабильных разрядов (нижний правый угол рис. 3) и примерно равномерную гистограмму распределения показателей стабильности во всем диапазоне ее значений.

Поддержка квантовой суперпозиции на выходах обученной нейронной сети при коррекции ошибок кода «Свой»

Самым простым техническим применением квантовой суперпозиции кодов на выходах нейронной сети является исправление ошибок кода «Свой». Следует отметить, что классические коды корректировки ошибок используются «нечеткими экстракторами» [1–3]. Исследование «нечетких экстракторов» [10] показало, что они по всем параметрам хуже нейросетевых преобразователей биометрия-код. Структурные схемы преобразователей биометрия-код и «нечетких экстракторов» приведены на рис. 4.

«Нечеткие экстракторы» отображены в левой части рис. 4. Они построены на том, что «сырые» контролируемые биометрические параметры квантуются. При этом длинный код имеет до 30 % ошибок. Поправить 30 % ошибок существующими самокорректирующимися кодами нельзя [11].

Например, коды БЧХ (Боуза – Чоудхуры – Хоквинчхема) длиной 512 бит способны поправить не более 11 % ошибок, как это показано на рис. 5.

Практика применения БЧХ-кодов в «нечетких экстракторах» обычно строится на применении 20-кратной избыточности (2000 % на шкале рис. 5)

и маскировании части наиболее нестабильных разрядов. В итоге скорректированный код будет иметь всего 25 разрядов. По этой причине выходные коды «нечетких экстракторов» короткие (рис. 4).

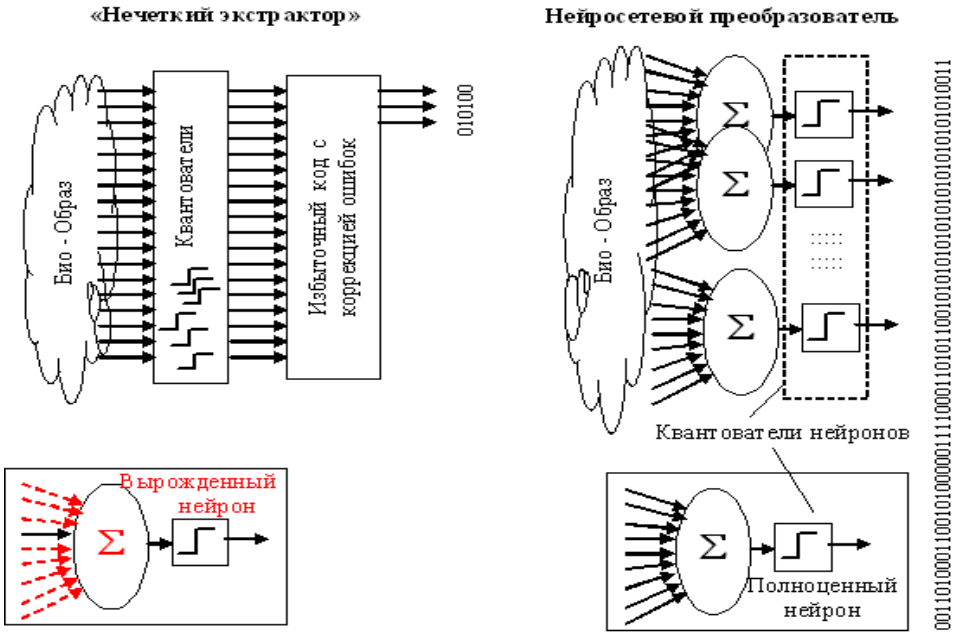


Рис. 4. Блок-схемы организации «нечетких экстракторов» и нейросетевых преобразователей биометрия-код

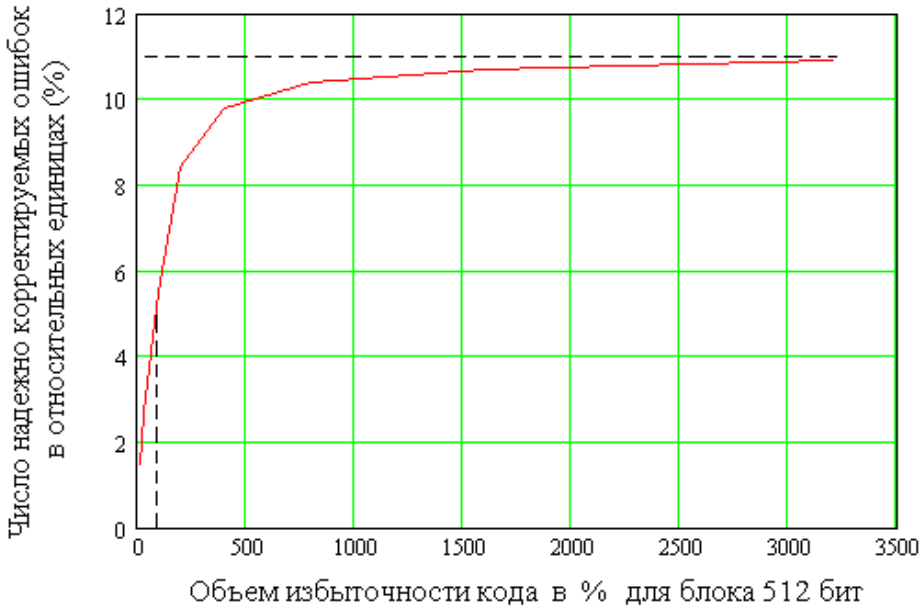


Рис. 5. Связь размеров избыточности кода БЧХ с его корректирующей способностью

Нейросетевые преобразователи биометрия-код работают иначе, чем «нечеткие экстракторы». Нейроны имеют входные сумматоры, на которых строятся линейные функционалы обогащения данных. Уже обогащенные данные на выходе сумматора квантуются. В итоге выходной код нейросетевых преобразователей оказывается длинным, примерно в 10 раз длиннее выходных кодов «нечетких экстракторов». При этом выходные коды оказываются стабильными с вероятностью 0,9. А с вероятностью 0,1 возникают одиночные ошибки в 1, 2 разрядах.

В наихудшем случае грубой ошибки биометрических данных на выходах нейронной сети могут появиться от 10 до 20 ошибок. Покажем, что вычисления, осуществляемые при корректировке ошибок кода «Свой», многократно упрощаются, если создать условия наблюдения квантовой суперпозиции разрядов кода.

Во время работы нейросетевого преобразователя в режиме аутентификации нет возможности применения нескольких примеров проверяемого образа. В связи с этим необходимо их создать. Это может быть сделано путем добавления к единственному примеру размывающего данные шумом. Схема численных преобразований приведена на рис. 6. Практика показывает, что для наблюдения квантовой суперпозиции необходимо использовать программный генератор псевдослучайных данных с амплитудой шума $0{,}1\cdot\sigma(\nu)$.

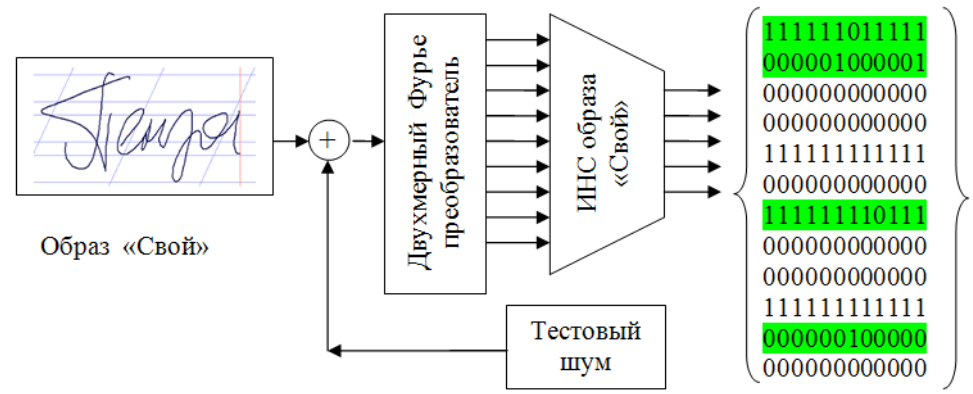


Рис. 6. Отклик обученной нейронной сети
на известный ей образ «Свой», размытый тестовым шумом

Код части разрядов на выходе нейронной сети оказывается нестабильным, на рис. 6 эти разряды выделены заливкой. Корректирующие коды [12, 13] строятся на связывании всех разрядов кода криптографическим хэшированием:

$$"\overline{xx}" = \mathrm{hash}("\overline{c}")\,. \qquad (11)$$

Функция хэширования вычисляется в момент обучения нейронной сети, когда код "$\overline{c}$" известен. Эталонное значение хэш-функции "$\overline{xx}$" запоминают и безопасно хранят в контейнере нейронной сети. Безопасность хранения данных после их хэширования обусловлена необратимостью криптографических хэш-функций. Применение хэширования как связывающей функции позволяет легко обнаруживать все ошибки кода. Изменение даже одного

бита в коде приводит к изменению примерно половины состояний разрядов хэш-функции.

Предположим, что мы при зашумлении проверяемых данных обнаружили 12 нестабильных бит. Пользуясь этим, мы должны проверить все возможные состояния 12 нестабильных бит и для каждого вычислить хэш-функцию от полного числа со стабильными битами и нестабильными битами. Всего придется проверить $12! = 4790016$ состояний. Программные реализации криптографических хэш-функций оптимизированы и быстро вычисляются. Для проверки 12! состояний на обычном компьютере сегодня потребуется порядка 10 с (без аппаратных ускорителей вычислений нужной хэш-функции).

Если бы мы перебирали все 256 состояний, то нам потребовалось бы проверить $\prod_{i=0}^{12}(256-i)$ состояний. То есть для рассматриваемого нами случая мы имеем огромное сокращение объема вычислений при корректировке ошибок:

$$\frac{\prod_{i=0}^{12}(256-i)}{12!} \approx 10^{21}. \qquad (12)$$

Таким образом, использование поддержки квантовой суперпозиции при корректировании кодов позволяет снизить вычислительную сложность задачи на 20 порядков. Нейросеть с хэш-корректором ошибок позволяет исправлять практически все ошибки биометрического образа «Свой». То есть вместо 11 % ошибок, исправляемых БЧХ-кодом «нечетких экстракторов», мы получаем код, способный корректировать от 30 до 50 % ошибок в «сырых» данных. Все это следствие замены «нечетких экстракторов» более сложными искусственными нейронными сетями и применение поддержки на их выходах квантовой суперпозиции длинной в 12 кубит. Все другие – стабильные биты нейронной сети – нет смысла рассматривать через их описание квантовой суперпозицией. При корректировке ошибок и проверке всех возможных состояний кода нас интересуют только нестабильные биты, и только к ним применимы вычислительные приемы квантовой математики. То что мы, поддерживая 12-кубитную квантовую суперпозицию нестабильных разрядов кода, сокращаем вычислительные затраты на 20 порядков, является ярким примером ускорения вычислений через использование квантовых преобразований.

Если отказаться от поддержки квантовой суперпозиции в 12 кубит, то вместо 10 с корректировки кода с 12 ошибками придется ждать более миллиарда лет.

Заключение

Выигрыш от использования квантовых вычислителей не зависит от того, на какой элементной базе они реализованы. Достижимое ускорение квантовых вычислений в первую очередь зависит от длины квантовой суперпозиции, которую может поддерживать вычислитель. Быстродействие используемых вычислительных элементов играет второстепенную роль. Так как ускорение вычислений является экспонентой, достаточно незначительного увеличения длины квантовой суперпозиции для того, чтобы покрыть задержки вычислений, связанные с использованием старой элементной базы. Нет необходимо-

сти создавать новую элементную базу вычислительной техники, ориентированную только под квантовые вычисления в рамках парадигмы Манина – Шредингера [9]. Как показано в данной статье, квантовую суперпозицию без особых проблем можно поддерживать на выходах искусственной нейронной сети, воспроизводимой на обычном компьютере. Поддержка квантовой суперпозиции даже для 12 кубит уже способна давать огромный выигрыш вычислительных затрат обычной вычислительной машины, воспроизводящей вычисления.

Библиографический список

1. **Dodis, Y.** Fuzzy Extractors: How to Generate Strong Keys from Biometrics and Other Noisy / Y. Dodis, L. Reyzin, A. Smith // Proc. EUROCRYPT. – 2004. – April 13. – P. 523–540.
2. **Monrose, F.** Cryptographic key generation from voice / F. Monrose, M. Reiter, Q. Li, S. Wetzel // Proc. IEEE Symp. on Security and Privacy. – 2001. – P. 202–213.
3. **Ramírez-Ruiz, J.** Cryptographic Keys Generation Using FingerCodes / J. Ramírez-Ruiz, C. Pfeiffer, J. Nolazco-Flores // Advances in Artificial Intelligence – IBERAMIA-SBIA 2006 (LNCS 4140). – 2006. – P. 178–187/
4. Нейросетевая защита персональных биометрических данных / Ю. К. Язов, В. И. Волчихин, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков, И. Г. Назаров ; под ред. Ю. К. Язова. – М. : Радиотехника, 2012. – 157 с.
5. Технология использования больших нейронных сетей для преобразования нечетких биометрических данных в код ключа доступа : моногр. / Б. С. Ахметов, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков, А. В. Безяев, А. Ю. Малыгин. – Казахстан, Алматы : Изд-во LEM, 2014. – 144 с. – URL: http://portal.kazntu.kz/files/publicate/2014-06-27-11940.pdf
6. ГОСТ Р 52633.5–2011. Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа. – М., 2011.
7. **Иванов, А. И.** Многомерная нейросетевая обработка биометрических данных с программным воспроизведением эффектов квантовой суперпозиции / А. И. Иванов. – Пенза : Изд-во АО «ПНИЭИ», 2016.– 133 с. – URL: http://пниэи.рф/activity/science/BOOK16.pdf
8. ГОСТ Р 52633.3–2011. Защита информации. Техника защиты информации. Тестирование стойкости средств высоконадежной биометрической защиты к атакам подбора. – М., 2011.
9. **Нильсон, М.** Квантовые вычисления и квантовая информация / М. Нильсон, И. Чанг. – М. : Мир. 2006. – 821 с.
10. **Иванов, А. И.** Нечеткие экстракторы: проблема использования в биометрии и криптографии / А. И. Иванов // Первая миля. – 2015. – № 1. – С. 40–47.
11. **Морелос-Сарагоса, Р.** Искусство помехоустойчивого кодирования / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2007. – 320 с.
12. **Безяев, А. В.** Нейросетевой преобразователь в самокорректирующийся код, совершенно не обладающий избыточностью / А. В. Безяев // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2012. – № 3. – С. 52–55.
13. **Безяев, А. В.** Оптимизация структуры самокорректирующегося биокода, хранящего синдромы ошибок в виде фрагментов хеш-функций / А. В. Безяев, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков // Вестник Уральского федерального округа. Безопасность в информационной сфере. – 2014. – № 3 (13). – С. 4–14.

References

1. Dodis Y., Reyzin L., Smith A. *Proc. EUROCRYPT*. 2004, April 13, pp. 523–540.
2. Monrose F., Reiter M., Li Q., Wetzel S. *Proc. IEEE Symp. on Security and Privacy*. 2001, pp. 202–213.

3. Ramírez-Ruiz J., Pfeiffer C., Nolazco-Flores J. *Advances in Artificial Intelligence – IBERAMIA-SBIA 2006 (LNCS 4140)*. 2006, pp. 178–187/
4. Yazov Yu. K., Volchikhin V. I., Ivanov A. I., Funtikov V. A., Nazarov I. G. *Neyrosetevaya zashchita personal'nykh biometricheskikh dannykh* [Neural network protection of personal biometric data]. Moscow: Radiotekhnika, 2012, 157 p.
5. Akhmetov B. S., Ivanov A. I., Funtikov V. A., Bezyaev A. V., Malygin A. Yu. *Tekhnologiya ispol'zovaniya bol'shikh neyronnykh setey dlya preobrazovaniya nechetkikh biometricheskikh dannykh v kod klyucha dostupa: monogr.* [A technique of using large neural networks for conversion of fuzzy biometric data into access key code: monograph]. Kazakhstan, Almaty: Izd-vo LEM, 2014, 144 p. Available at: http://portal.kazntu.kz/files/publicate/2014-06-27-11940.pdf
6. GOST R 52633.5–2011. *Zashchita informatsii. Tekhnika zashchity informatsii. Avtomaticheskoe obuchenie neyrosetevykh preobrazovateley biometriya-kod dostupa* [Data protection. Information protecting technology. Autmatic learning of neural network “biometrics - code” converters]. Moscow, 2011.
7. Ivanov A. I. *Mnogomernaya neyrosetevaya obrabotka biometricheskikh dannykh s programmnym vosproizvedeniem effektov kvantovoy superpozitsii* [Multidimensional neural network processing of biometric data with program reproduction of quantum superposition effects]. Penza: Izd-vo AO «PNIEI», 2016, 133 p. Available at: http://pniei.pf/activity/science/BOOK16.pdf
8. GOST R 52633.3–2011. *Zashchita informatsii. Tekhnika zashchity informatsii. Testirovanie stoykosti sredstv vysokonadezhnoy biometricheskoy zashchity k atakam podbora* [Data protection. Information protecting technology. Testing of high-reliability biometric protection device resistance to key searching attacks]. Moscow, 2011.
9. Nil'son M., Chang I. *Kvantovye vychisleniya i kvantovaya informatsiya* [Quantum calculations and quantum informatics]. Moscow: Mir, 2006, 821 p.
10. Ivanov A. I. *Pervaya milya* [The first mile]. 2015, no. 1, pp. 40–47.
11. Morelos-Saragosa R. *Iskusstvo pomekhoustoychivogo kodirovaniya* [The art of noise-immune coding]. Moscow: Tekhnosfera, 2007, 320 p.
12. Bezyaev A. V. *Neyrokomp'yutery: razrabotka, primenenie* [Neurocomputers: development, aplication]. 2012, no. 3, pp. 52–55.
13. Bezyaev A. V., Ivanov A. I., Funtikov V. A. *Vestnik Ural'skogo federal'nogo okruga. Bezopasnost' v informatsionnoy sfere* [Bulletin of Ural Federal District. Information field security]. 2014, no. 3 (13), pp. 4–14.

Волчихин Владимир Иванович
доктор технических наук, профессор, президент Пензенского государственного университета (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

Volchikhin Vladimir Ivanovich
Doctor of engineering sciences, professor, President of Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

E-mail: president@pnzgu.ru

Иванов Александр Иванович
доктор технических наук, доцент, начальник лаборатории биометрических и нейросетевых технологий, Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт (Россия, г. Пенза, ул. Советская, 9)

Ivanov Aleksandr Ivanovich
Doctor of engineering sciences, associate professor, head of the laboratory of biometric and neural network technologies, Penza Research Institute of Electrical Engineering (9 Sovetskaya street, Penza, Russia)

E-mail: ivan@pniei.penza.ru

Безяев Александр Викторович
кандидат технических наук, ведущий специалист, Пензенский филиал Научно-технический центр «Атлас» (Россия, г. Пенза, ул. Советская, 9)

E-mail: Bezyaev_Alex@mail.ru

Bezyaev Aleksandr Viktorovich
Candidate of engineering sciences, leading specialist of STC “Atlas” branch in Penza (9 Sovetskaya street, Penza, Russia)

Елфимов Андрей Владимирович
инженер, Филиал «Аргус» Пензенского научно-исследовательского электротехнического института (Россия, г. Пенза, пр. Победы, 69,а)

E-mail: drec@yandex.ru

Elfimov Andrey Vladimirovich
Engineer, “Argus” branch of Penza Research Electrotechnical Institute (69a Pobedi avenue, Penza, Russia)

Юнин Алексей Петрович
начальник научно-исследовательского отдела, Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт (Россия, г. Пенза, ул. Советская, 9)

E-mail: ivan@pniei.penza.ru

Yunin Aleksey Petrovich
Head of research department, Penza Research Institute of Electrical Engineering (9 Sovetskaya street, Penza, Russia)

УДК 519.2, 612.087, 621.319.7

Оценка эффекта ускорения вычислений, обусловленного поддержкой квантовой суперпозиции при корректировке выходных состояний нейросетевого преобразователя биометрии в код / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. В. Безяев, А. В. Елфимов, А. П. Юнин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 43–55. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-4

УДК 004.9
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-5

Д. В. Тарасов, Н. А. Романов

ПРОЦЕДУРА МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ В ЗАДАЧЕ МОРФОЛОГИЧЕСКОЙ РАЗМЕТКИ ТЕКСТА И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТЕЙ РЕЧИ В ФЛЕКТИВНЫХ ЯЗЫКАХ

Аннотация.

Актуальность и цели. Компьютерный анализ текста, одним из этапов которого является автоматическая разметка текста по частям речи (POS-tagging), необходимо проводить для целого ряда повседневных задач во многих IT-отраслях (таких как продвижение сайтов в Интернете). Однако достаточно качественно выполнить морфологическую разметку для русского языка значительно сложнее, нежели для английского. Хорошие библиотеки, реализующие такой функционал, либо медленные, либо имеют закрытый исходный код, либо требуют дополнительного анализа. Цель работы – реализация методов распознавания текста для русского языка.

Материалы и методы. Реализация методов распознавания проводилась на основе метода опорных векторов применительно к задачам классификации объектов и с использованием национального корпуса русского языка – СинТагРус. Программная реализация машинного обучения осуществлялась на языке C/C++.

Результаты. В работе был предложен алгоритм классификации для анализа текста и определения частей речи русского языка в текстах различной тематики. Данный алгоритм обработки текста требует для качественного анализа наличия большой репрезентативной выборки. Предложена эффективная схема выбора характеристик (признаков) для построения процедуры обучения.

Выводы. Процедура машинного обучения продемонстрировала эффективность порядка 87–95 % для анализа частей речи в предложениях различной тематической направленности (на примере русского языка) и может быть использована при компьютерном анализе текста в задачах IT-отрасли.

Ключевые слова: метод опорных векторов, процедура машинного обучения, линейные классификаторы, условия Каруша – Куна – Таккера.

D. V. Tarasov, N. A. Romanov

MACHINE LEARNING FOR THE OBJECTIVE OF MORPHOLOGICAL TAGGING AND POS DETERMINATION IN INFLEXIONAL LANGUAGES

Abstract.

Background. The computer analysis of texts with one of its stages being POS-tagging is required for multiple routine objectives in many IT-fields (such as website promotion). However, it is much harder to execute morphological tagging for Russian language, than for English language. Good libraries capable of realizing such potential are either slow or require additional analysis. The aim of the work is to implement methods of Russian language text recognition.

Materials and methods. Recognition methods were implemented through the method of support vector machines with regard to problems of object classification and using the Russian National Corpus – SinTagRus. Software implementation of machine learning was carried out via C/C++.

Results. The study has offered a classification algorithm for text analysis and POS determination in Russian language texts of various topics. The given text processing algorithm requires high representative sampling for high-quality analysis. The authors have offered an effective parameter (tag) selection scheme for learning procedure establishment.

Conclusions. The machine learning procedure has demonstrated the efficiency of about 87–95 % when analyzing POS in senteces of various topical areas (by the example of Russian language). It cand be used in computer analysis of tets for IT purposes.

Key words: support vector machine, machine learning procedure, linear classifiers, Karush–Kuhn–Tucker conditions.

Введение

Разметка текста по частям речи (автоматическая морфологическая разметка, POS-tagging, part-of-speech tagging) – этап автоматической обработки текста, задачей которого является определение части речи и грамматических характеристик слов в тексте (корпусе) с приписыванием им соответствующих тегов. POS-tagging является одним из первых этапов компьютерного анализа текста, который необходимо проводить для целого ряда повседневных задач во многих IT-отраслях (таких как продвижение сайтов в Интернете). Конечно, данный анализ для каждого языка, будь то английский, арабский или какой-то другой, имеет свою специфику, т.е. важна флективность (гибкость) языка [1].

Для решения данной задачи используется два фундаментальных подхода:

1. Алгоритмы, основанные на правилах. Данный алгоритм схож с тем, который используется человеком при ручном определении частей речи.

2. Эмпирический подход, в основе которого лежит выделение какого-то конечного набора языковых признаков, и по ним выносится гипотеза о принадлежности слова к той или иной части речи. Точность такого метода будет зависеть от выбора первоначальных признаков и непосредственно алгоритма классификации. В данной работе будет рассмотрен именно такой подход, причем для обучения можно использовать национальный корпус русского языка – СинТагРус – коллекцию текстов с размеченной информацией для каждого слова, такой как часть речи, число, падеж, время глагола и т.д.

В настоящий момент существует множество реализаций стохастических методов распознавания. Данной проблемой занимались такие гиганты Интернет-индустрии, как Яндекс и Google, а также самые именитые университеты (в одном только Стэнфордском университете было разработано несколько реализаций). Однако достаточно качественно выполнить POS-tagging для русского языка при помощи данных решений удается редко, так как правила русского языка значительно сложнее. Хорошие библиотеки, реализующие такой функционал, либо медленные, либо имеют закрытый исходный код, либо требуют дополнительного анализа. Таким образом, реализация методов распознавания текста для русского языка является актуальной задачей исследования.

1. Постановка задачи классификации и вспомогательные утверждения

Задача классификации – формализованная задача, в которой имеется множество объектов X (ситуаций), разделенных некоторым образом на классы Y. Между объектами и классами существует неизвестная заранее зависи-

мость $y: X \to Y$. Конечное множество объектов $X^l = \{x_i, y_i\}$, $y_i = y(x_i)$, $i = \overline{1,l}$, для которых известно, к каким классам они относятся, обычно называемое выборкой. Принадлежность остальных объектов к конкретным классам неизвестна. Необходимо построить алгоритм $a: X \to Y$, способный отнести некий произвольный объект $x \in X$ из первоначального множества к одному из заданных классов.

Классифицировать объект – определить элемент из множества заданных классов, к которому относится данный объект.

В математической статистике задачи классификации называются также задачами дискриминантного анализа. В машинном обучении задача классификации решается при помощи методов искусственных нейронных сетей при постановке эксперимента в виде обучения.

В задачах классификации выделяют еще одно важное понятие, такое как классификатор. *Классификатор* – это некоторая кривая или поверхность в пространстве, относительно положения которой можно сделать вывод о принадлежности произвольного объекта $x \in X$ к конкретному классу. В данной работе особое внимание уделено линейным классификаторам (это в общем виде гиперплоскости) и задаче машинного обучения.

Задача машинного обучения. Пусть существуют два множества: множество объектов и множество реакций (ответов). Между ними существует зависимость, общий вид которой неизвестен. Известна только конечная совокупность прецедентов – пар «объект, ответ», называемая тестовой выборкой. По имеющимся данным необходимо восстановить зависимость (т.е. построить алгоритм), способную для любого объекта выдать достаточно точный ответ. Для измерения точности ответов вводится определенный функционал, называемый функционалом качества.

2. Метод опорных векторов в задачах классификации. Линейные классификаторы

Использование метода опорных векторов и формализация задачи классификации определяются типом разделяющей кривой (поверхности) в пространстве, т.е. классификатором. Наиболее простой и наглядный – это случай линейного классификатора, когда разделяющая поверхность представляет собой плоскость. Более трудоемким и, конечно, заслуживающим внимания является случай нелинейного классификатора.

Линейный классификатор – это первый способ решения задачи классификации. Для наглядности возьмем простейшую задачу *бинарной* классификации: имеется коллекция серых и черных точек на плоскости. Необходимо найти такое правило, по которому новую, неокрашенную точку можно было бы покрасить в один из этих двух цветов. Идея заключается в следующем: найти прямую, которая отделяет все серые точки от черных точек. Если удастся найти такую прямую, то классифицировать каждую новую точку можно будет следующим образом: если точка лежит выше прямой, то она серая, если ниже – черная. Формализуем эту классификацию: необходимо найти вектор w такой, что для некоторого граничного значения b и новой точки x_i выполняется условие:

$$w \cdot x_i > b \Rightarrow y_i = 1,$$

$$w \cdot x_i < b \Rightarrow y_i = -1.$$

Уравнение $w \cdot x_i = b$ описывает гиперплоскость, разделяющую классы в пространстве $\Re^n$.

Если скалярное произведение вектора w на x_i больше допускающего значения b, то новая точка принадлежит первой категории, если меньше – второй. На самом деле вектор w перпендикулярен искомой разделяющей прямой, а значение b зависит от кратчайшего расстояния между разделяющей прямой и началом координат.

Рассмотрим пример на рис. 1. Для прямой L_2 граница b равна 0, а для прямой L_1 – длине перпендикуляра, опущенного на L_1 из начала координат.

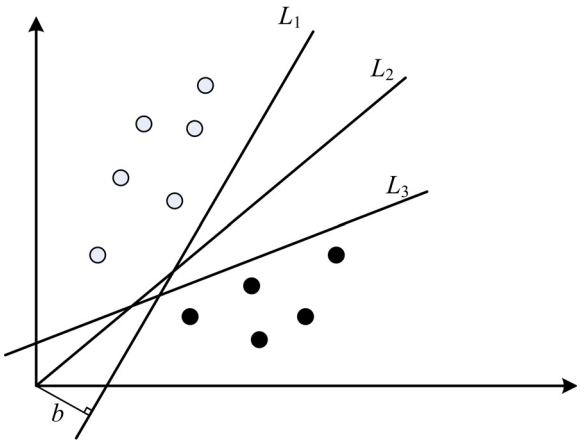


Рис. 1. Пример классифицирующих разделяющих прямых

2.1. Случай линейной разделимости

Случай линейной разделимости подразумевает, что возможно построить такую прямую (плоскость), когда с каждой стороны от нее будут собраны объекты лишь одного класса. Конечно, с точки зрения практики, это почти невозможно, ведь зачастую найдется хотя бы одна точка, нарушающая это правило. Этот случай относится уже к нелинейной разделимости.

Поскольку выбор разделяющей гиперплоскости ничем не ограничен, то этим нужно воспользоваться для улучшения классификации. Расположим разделяющую прямую так, чтобы она максимально далеко отстояла от ближайших к ней точек обоих классов.

Формализуем задачу разделения данных на два класса (*бинарной классификации*) для пространств произвольной размерности: $\{x_i, y_i\}$, $x_i \in \Re^d$, $y_i \in \{-1,1\}$, $i = \overline{1,l}$. Предположим, что существует гиперплоскость, которая разделяет положительные ($y_i = 1$) и отрицательные ($y_i = -1$) объекты (разделяющая гиперплоскость). Точки, которые лежат на гиперплоскости, удовлетворяют равенству $wx + b = 0$, где w – нормаль к гиперплоскости, $\frac{|b|}{\|w\|}$ – рас-

стояние от гиперплоскости до начала координат. Пусть $d_+\left(d_-\right)$ – расстояние от разделяющей гиперплоскости до ближайшего положительного (отрицательного) объекта. Назовем величиной зазора гиперплоскости сумму $d_+ + d_-$. Для линейно разделимого случая метод опорных векторов ищет гиперплоскость с максимальной величиной зазора. Формально это значит, что вся обучающая выборка удовлетворяет следующим условиям:

$$wx_i \geq b + e \Rightarrow y_i = 1,$$

$$wx_i \leq b - e \Rightarrow y_i = -1.$$

Заметим, что параметры линейного классификатора определены с точностью до нормировки: алгоритм не изменится, если w и b одновременно умножить на одну и ту же положительную константу.

Тогда после нормировки имеем:

$$wx_i + b \geq 1,\ \ y_i = 1, \tag{1}$$

$$wx_i + b \leq -1,\ \ y_i = -1. \tag{2}$$

Эти условия могут быть объединены в один набор неравенств:

$$y_i\left(wx_i + b\right) - 1 \geq 0,\ \ \forall i. \tag{3}$$

Теперь рассмотрим точки, для которых имеет место равенство в (1). Эти точки лежат на гиперплоскости $H_1 : wx_i + b = 1$ с нормалью w и расстоянием до начала координат $\frac{|1-b|}{\|w\|}$. Аналогично для точек, которые удовлетворяют равенству (2), получаем гиперплоскость $H_2 : wx_i + b = -1$, лежащую от начала координат на расстоянии $\frac{|-1-b|}{\|w\|}$. Однако $d_+ = d_- = \frac{1}{\|w\|}$, и величина зазора равна просто $\frac{2}{\|w\|}$. Отметим, что H_1 и H_2 параллельны друг другу, так как имеют одинаковую нормаль, а также между ними нет точек обучающей выборки. Таким образом, возможно найти пару гиперплоскостей, которая дает максимальную величину зазора за счет минимизации $\|w\|^2$, при условии соблюдения ограничений (3).

Таким образом, решение для типичного двумерного случая будет иметь вид, показанный на рис. 2. Точки обучающей выборки, для которых равенство в уравнении (3) имеет место (т.е. те, которые лежат на одной из гиперплоскостей H_1 или H_2), и удаление которых изменит найденное решение, называются опорными векторами; на рис. 2 такие точки обведены.

У рассматриваемого метода есть два существенных недостатка:

1) метод не работает в случае, если классы линейно не разделимы;

2) предположим, что в учебной коллекции есть ошибка – неправильно классифицирован один или несколько элементов. Из-за этих элементов результирующая разделяющая полоса может сильно отличаться от той, которая получилась бы в случае с корректной учебной коллекцией.

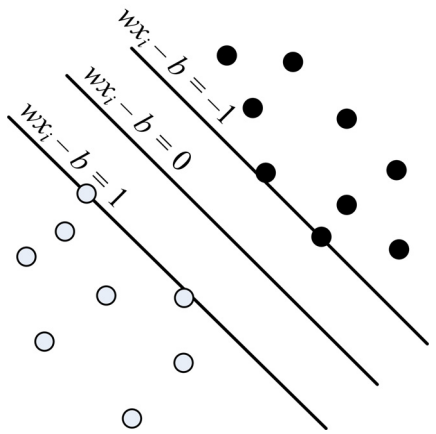


Рис. 2. Разделяющая полоса

Переформулируем постановку задачи с использованием функций Лагранжа. Для этого есть две причины. Во-первых, ограничения (3) будут заменены ограничениями в виде множителей Лагранжа, которые будут гораздо проще в обращении. Во-вторых, в такой формулировке проблемы результат работы алгоритма будет зависеть не напрямую от данных обучающей выборки, а от скалярных произведений векторов, входящих в нее. Это очень важное свойство, которое позволяет обобщить метод опорных векторов на нелинейный случай.

Для переформулировки задачи введем положительные множители Лагранжа α_i, по одному на каждое из неравенств в (3). Для ограничений-равенств множители не определены. Получим:

$$L_P \equiv \frac{1}{2}\|w\|^2 - \sum_{i=1}^{l} \alpha_i y_i \left(wx_i + b\right) + \sum_{i=1}^{l} \alpha_i \ . \tag{4}$$

Необходимо минимизировать L_P относительно w, b и потребовать равенства нулю всех частных производных по α_i при $\alpha_i \geq 0$ (обозначим такой набор ограничений как ζ_1). Это выпуклая задача квадратичного программирования, так как целевая функция выпукла, а точки, удовлетворяющие условиям, сами образуют выпуклое множество. Таким образом, одновременно можно поставить следующую двойственную проблему: максимизировать L_P при условии, что его градиент относительно w и b равен нулю и $\alpha_i \geq 0$ (назовем этот набор ограничений ζ_2). Такая постановка задачи называется двойственной задачей Вулфа [2]. Она обладает свойством, что максимум L_P при условии соблюдения ограничений ζ_2 достигается при тех же значениях w, b и α_i, как и минимум L_P, с учетом ограничений ζ_1.

Равенство нулю градиента L_P относительно w и b приводит к следующим условиям:

$$w = \sum_i \alpha_i y_i x_i, \tag{5}$$

$$\sum_i \alpha_i y_i = 0 . \qquad (6)$$

Подставим полученные значения в уравнение (4), чтобы перейти к эквивалентной задаче:

$$L_D = \sum_i \alpha_i - \frac{1}{2}\sum_{i,j} \alpha_i \alpha_j y_i y_j x_i x_j . \qquad (7)$$

Лагранжианы имеют разные обозначения (P для основного, D для двойственного), чтобы подчеркнуть, что две формулировки различны: L_P и L_D возникают из той же целевой функции, но с различными ограничениями. Отметим также, что если мы сформулируем проблему с $b = 0$, т.е. все гиперплоскости проходят через начало координат, ограничение (6) не появляется. Это слабое ограничение для больших пространств позволяет понизить число степеней свободы на единицу.

Обучение при помощи опорных векторов (для линейно разделимой выборки) сводится в итоге к максимизации L_D относительно α_i с учетом (5), (6). Множитель Лагранжа α_i существует для каждой точки учебной выборки. Те точки, у которых $\alpha_i > 0$, называются опорными векторами и лежат на одной из гиперплоскостей H_1 или H_2. Для данного метода это ключевые точки. Так как они лежат ближе всего к разделяющей плоскости, все остальные точки могут быть удалены или перемещены (но не между гиперплоскостей H_1 или H_2) без какого-либо влияния на разделяющую гиперплоскость.

2.2. Линейно неразделимая выборка

Приведенный выше алгоритм при применении к неразделимой выборке (рис. 3) даст недопустимое решение: целевая функция (в двойственной форме) будет возрастать неограниченно. Чтобы избежать этого, необходимо ослабить условия (1), (2). Позволим алгоритму допускать ошибки на обучающих объектах, но при этом постараемся, чтобы ошибок было меньше. Введем набор дополнительных положительных переменных ξ_i, $i = 1,\ldots,l$, в ограничения следующим образом:

$$wx_i + b \geq 1 - \xi_i, \; y_i = 1 ,$$

$$wx_i + b \leq -1 + \xi_i, \; y_i = -1 ,$$

$$\xi_i \geq 0 \quad \forall i .$$

Таким образом, чтобы произошла ошибка в процессе обучения, соответствующее значение ξ_i должно превысить единицу. Сумма $\sum_i \xi_i$ будет верхней границей совокупного числа ошибок обучения. Естественный способ назначить штраф за ошибки – изменить целевую функцию с $\frac{\|w\|^2}{2}$ на

$\frac{\|w\|^2}{2} + C\left(\sum_i \xi_i\right)^k$, где C – настраиваемый параметр, с увеличением которого растет и штраф за совершение ошибки.

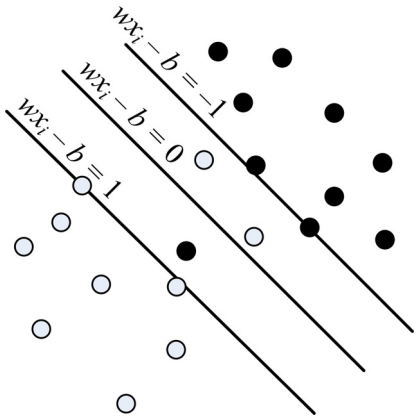


Рис. 3. Линейно неразделимая выборка (линейный классификатор)

Как можно заметить, замена целевой функции приводит к задаче выпуклого программирования, если k – целое положительное число; для $k = 1$ и $k = 2$ это также и задача квадратичного программирования. Выбор $k = 1$ дает дополнительные преимущества: ни ξ_i, ни соответствующие им множители Лагранжа не появляются в двойственной постановке:

$$L_D = \sum_i \alpha_i - \frac{1}{2}\sum_{i,j} \alpha_i \alpha_j y_i y_j x_i x_j$$

при условиях

$$0 \le \alpha_i \le C ,$$

$$\sum_i \alpha_i y_i = 0 .$$

Решение будет иметь вид

$$w = \sum_{i=1}^{N_s} \alpha_i y_i x_i ,$$

где N_S – число опорных векторов.

Таким образом, в отличие от случая линейной разделимости, коэффициенты α_i будут ограничены сверху значением C.

Далее сформулируем условия Каруша – Куна – Таккера, которые играют ключевую роль в задачах условной оптимизации. Лагранжиан основной задачи примет вид

$$L_P = \frac{1}{2}\|w\|^2 + C\sum_i \xi_i - \sum_i \alpha_i \left(y_i\left(wx_i + b\right) - 1 + \xi_i\right) - \sum_i \mu_i \xi_i ,$$

где μ_i – множители Лагранжа, введенные, чтобы обеспечить положительность коэффициентов ξ_i. Тогда условия Каруша – Куна – Таккера для основной проблемы примут следующий вид:

$$\frac{\partial L_P}{\partial w_v} = w_v - \sum_i \alpha_i y_i x_{iv} = 0,$$

$$\frac{\partial L_P}{\partial b} = -\sum_i \alpha_i y_i = 0,$$

$$\frac{\partial L_P}{\partial \xi_i} = C - \alpha_i - \mu_i = 0, \tag{8}$$

$$y_i\left(wx_i + b\right) - 1 + \xi_i \geq 0,$$

$$\xi_i \geq 0,\ \alpha_i \geq 0,\ \mu_i \geq 0,$$

$$\alpha_i\left(y_i\left(wx_i + b\right) - 1 + \xi_i\right) \geq 0, \tag{9}$$

$$\mu_i \xi_i = 0, \tag{10}$$

где i изменяется от 1 до числа точек обучающей выборки, v – от 1 до размерности пространства, в котором проходит обучение.

Условия Каруша – Куна – Таккера выполняются для любой задачи условной оптимизации (неважно – выпуклой или нет), если выполняется ряд условий (подробнее [2, 3]). Данное предположение для метода опорных векторов носит технический характер, так как в данном методе условия всегда линейны. Более того, имеет место задача выпуклого программирования, для которой (если соблюдаются условия регулярности) условия Каруша – Куна – Таккера необходимы и достаточны для существования решения. Таким образом, решение задачи метода опорных векторов аналогично нахождению решения условий Каруша – Куна – Таккера.

Чтобы определить величину b, можно использовать дополнительные уравнения (9) и (10). Из уравнений (8) и (9) следует, что $\xi_i = 0$ при $\alpha_i < C$. Таким образом, можно взять любую точку обучающей выборки, для которой $0 < \alpha_i < C$, чтобы вычислить b. Аналогично случаю линейной разделимости в целях повышения точности можно взять среднее арифметическое значений b для каждой точки выборки [4, 5].

3. Машинное обучение для анализа текста и определения частей речи

3.1. Линейная разделимость для бинарного алгоритма

Прежде чем перейти к решению основной задачи, рассмотрим несколько модельных примеров для каждого из случаев бинарной классификации, рассмотренных выше. Первым рассмотрим случай с линейно разделимой выборкой.

Пусть существует множество точек $X \in [0,1]$. Все точки, большие 0,5, принадлежат классу y_1, меньше – y_{-1}. Очевидно, что классы не пересекаются.

В качестве обучающей выборки рассмотрим множество $\widetilde{X}$ случайных точек с нормальным распределением $N\left(\mu,\sigma^2\right)$, где математическое ожидание $\mu = 0,5$, среднеквадратическое отклонение $\sigma = 0,05$. Это не обязательное условие поможет повысить репрезентативность выборки и осуществлять более уверенную классификацию. Впрочем, данное утверждение носит эвристический характер. Вполне возможно использовать и другое распределение.

На рис. 6 показан результат работы алгоритма при использовании различных обучающих данных из k элементов. Точки ниже оси абсцисс относятся к классу y_{-1}, выше – y_1. Синим обозначены точки, которые были неверно классифицированы.

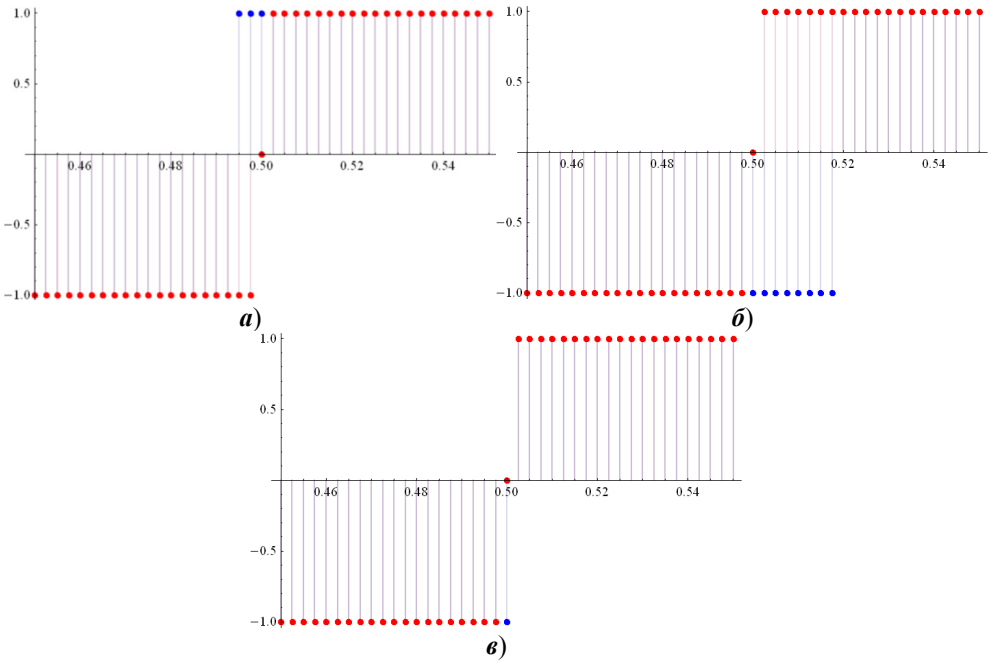


Рис. 6. Демонстрация работы алгоритма с линейной разделимостью:
а, ***б*** – при $k = 15$; ***в*** – при $k = 45$

Следует отметить, что тезис о том, что точность классификации зависит не только от размеров выборки, но и от ее структуры, подтвердился на практике. Из рис. 6 видно, что при одинаковом размере выборки точность может различаться. Расчеты были проведены в системе Wolfram Mathematica 9.0.

3.2. Линейная неразделимость для бинарного алгоритма

Пусть теперь $X \in \Re^2$. В качестве критерия для разделения на классы будем использовать какую-либо прямую L. Точки выше нее (красные на рис. 7) отнесем к первому классу, ниже (синие) – ко второму.

Для обучающей выборки возьмем набор точек, равномерно распределенных в квадрате $[0,1]\times[0,1]$ (на рис. 7 часть синих точек вдали от классификатора удалена, чтобы повысить репрезентативность выборки и уменьшить

время обучения). Кроме того, обеспечим некоторый шумовой вброс: на малом удалении ε (на рис. 7 $\varepsilon = 0{,}04$) от классифицирующей прямой некоторые точки в обучающих данных могут быть отнесены к ошибочному классу.

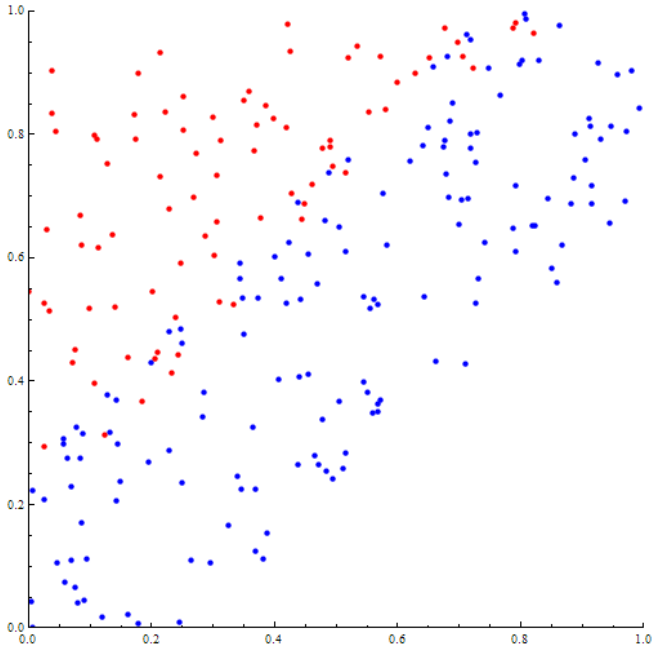


Рис. 7. Пример обучающей выборки с линейной неразделимостью

При параметре $C = 16$ результаты работы алгоритма представлены на рис. 8. Зеленым обозначена разделяющая полоса, ярко-зеленая прямая посередине полосы – непосредственно сам построенный классификатор. На краях полосы отчетливо видны опорные векторы. В данном случае обучающая выборка состоит из 233 векторов, из них 10 опорных и 70 нарушителей, по которым и строится классификатор. Расчеты были проведены в системе Wolfram Mathematica 9.0.

3.3. Процедура классификации в анализе текста и задаче определения частей речи

Алгоритм классификации и сам анализ текста требуют наличия большой репрезентативной выборки для обучения и некоторой модификации алгоритмов бинарного разделения. Дело в том, что число частей речи в языках достигает порядка 15–20 значений, и их распознавание в самом простом случае может потребовать множественного применения бинарного разделения.

Для проведения численного эксперимента в качестве обучающей выборки была использована часть национального корпуса русского языка СинТагРус [6]. В ней содержатся примеры текстов на разные темы с полностью размеченными характеристиками в формате XML: части речи и многое другое (рис. 9). В теги `<se>` заключены границы предложений, в тегах `<w>` слова, а в атрибутах `<ana gr="">` характеристики слов. Из ряда перечисленных характеристик для поставленной выше задачи интересна лишь первая из них – часть речи слова.

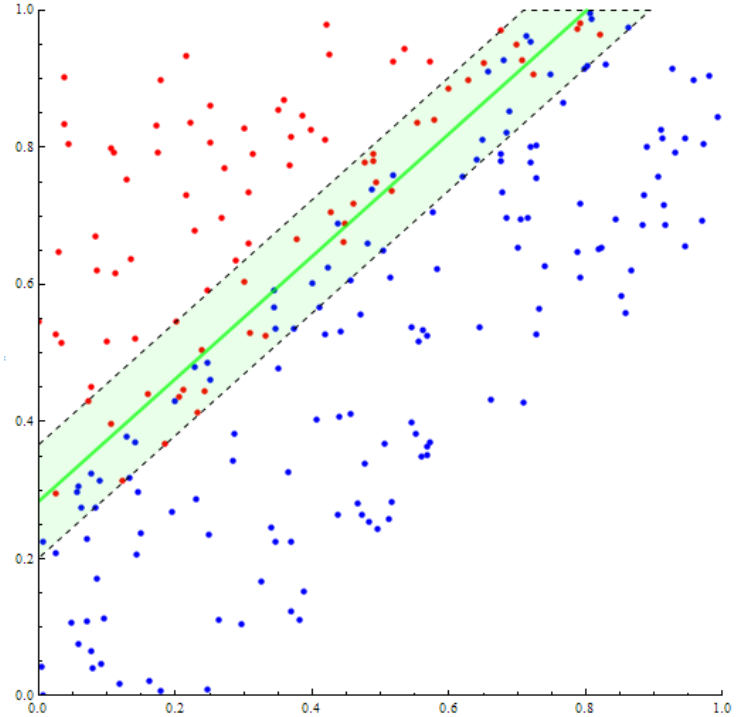


Рис. 8. Демонстрация работы алгоритма с линейной неразделимостью

```
<se>
<w><ana lex="позиция" gr="S,f,inan=sg,nom"></ana>Поз`ция</w>
<w><ana lex="налоговый" gr="A=m,sg,gen,plen"></ana>нал`огового</w>
<w><ana lex="орган" gr="S,m,inan=sg,gen"></ana>`органа</w> .
</se>
<se>
<w><ana lex="срок" gr="S,m,inan=pl,acc"></ana>ср`оки</w>
<w><ana lex="действие" gr="S,n,inan=sg,gen"></ana>д`ействия</w>
<w><ana lex="договор" gr="S,m,inan=sg,gen"></ana>д`огов`ора</w>;
</se>
```

Рис. 9. Разметка текста в формате XML
национального корпуса русского языка СинТагРус

В табл. 1 представлены все части речи из состава СинТагРус и соответствующие им номера $y_i \in Y$ (номера присвоены в процессе проведения численного эксперимента и могут быть изменены при необходимости). Отметим особо y_{11} – нонлекс и y_{17} – инициалы. К первым относятся слова, не относящиеся к русским, а также написанные транслитерацией; ко вторым – непосредственно инициалы или аббревиатуры.

Важно отметить, что задача определения частей речи не является задачей бинарной классификации, которая была подробно рассмотрена выше. Существуют некоторые подходы, которые позволяют сразу же проводить многоклассовую классификацию методом опорных векторов [7], однако обычно используют стратегию «один против всех». Идея этого метода – в последовательном отделении классов друг от друга. Например, для разде-

ления объектов на три класса можно решить три задачи бинарной классификации: разделение на классы 1 и (2, 3); 2 и (1, 3); 3 и (1, 2).

Таблица 1

Значение y_i и соответствующая ему часть речи

y_i	Часть речи
1	Местоимение-наречие
2	Существительное
3	Союз
4	Вводное слово
5	Числительное
6	Глагол
7	Предлог
8	Частица
9	Предикатив
10	Наречие
11	NONLEX (не является лексемой)
12	Числительное-прилагательное
13	Местоимение-предикатив
14	Прилагательное
15	Местоимение-существительное
16	Инициал
17	Местоимение-прилагательное
18	Междометие

Остановимся подробнее на выборе характеристик (признаков) для обучения. Выбор признаков – это процесс, который часто применяется для создания обучающих наборов данных для задач прогнозирующего моделирования, например, задач классификации или регрессии. Целью этого является выбор подмножества признаков из исходного набора данных, уменьшение его размеров с помощью минимального набора признаков для представления максимального отклонения в данных. Это подмножество признаков является именно тем подмножеством, которое должно быть включено в обучение модели. Выбор признаков служит двум основным целям.

1) выбор признаков часто повышает точность классификации, исключая несоответствующие, избыточные или сильно коррелирующие признаки;

2) он сокращает число признаков, что повышает эффективность процесса обучения модели. Это особенно важно для затратных в плане обучения моделей, к которым относится и метод опорных векторов.

Несмотря на то, что выбор признаков нацелен на сокращение числа признаков в наборе данных, используемых для обучения модели, он зачастую не связан с термином «сокращение размерности». Методы выбора признаков извлекают поднабор из исходных признаков в данных без каких-либо изменений. Методы сокращения размерности используют реконструированные признаки, которые могут преобразовывать исходные признаки и соответственно изменять их. Примеры методов сокращения размерности: анализ главных компонентов, анализ канонических корреляций и сингулярная декомпозиция.

Для начала разберемся, как обычный человек определяет, к какой части речи относится слово:

- Обычно мы знаем, к какой части речи относится знакомое нам слово. Например, мы знаем, что «*съешьте*» – это глагол.
- Если нам встречается слово, которое мы не знаем, то мы можем угадать часть речи, сравнивая с уже знакомыми словами. Например, мы можем догадаться, что слово «*сингулярность*» – это существительное, так как имеет окончание «*-ость*», присущее обычно существительным.
- Мы также можем догадаться, какая это часть речи, проследив за цепочкой слов в предложении.
- Длина слова также может дать полезную информацию. Если слово состоит всего лишь из одной или двух букв, то скорее всего это предлог, местоимение или союз.

Конечно, для компьютера эта задача будет несколько сложнее, так как у него нет той базы знаний, которой обладает человек.

Постараемся смоделировать обучение компьютера, используя доступные нам данные. Программа выделяет из базы отдельные предложения после чего разбивает каждое предложение на последовательность слов. Для каждого слова задается набор характеристик:

1) само слово;
2) окончание (две и три последних буквы);
3) приставка (две и три первые буквы);
4) части речи двух предыдущих слов;
5) длина слова.

Так как не все из характеристик числовые, необходимо дать им некоторое числовое значение.

Первое и очевидное решение – задать 8 характеристик; нечисловым характеристикам поставить в соответствие некоторую хэш-функцию. Пример таких векторов приведен в табл. 2.

Таблица 2

Слово	ХэшСл	ПЧР	ППЧР	Ок2	Ок3	При2	При3	Длина
притча	1	0	0	1	1	1	1	6
пример	2	0	0	2	2	1	1	6

Примечание: ХэшСл – хэш-код слова; ПЧР – предыдущая часть речи; ППЧР – позапрошлая часть речи; Ок2/Ок3 – хэш-код последних 2/3 букв; При2/При3 – хэш-код первых 2/3 букв; Длина – длина слова в буквах.

Очевидно, что одинаковым характеристикам в соответствие ставятся одинаковые числа. Значение 0 в ПЧР и ППЧР означает, что данному слову не предшествуют никакие другие – оно первое в предложении (или распознается слово в отдельности).

Однако точность такой модели окажется крайне низкой (около 20 %), что обусловлено двумя факторами:

1) при большом объеме выборки хэш-коды принимают большие значения, что снижает точность при расчетах и может приводить к ошибкам в силу особенностей машинной арифметики;

2) даже при нормировке вектора точность не будет высока (около 40 %). Причина кроется в том, что выбранная нумерация слишком произвольна и не может адекватно описать слово.

Поэтому воспользуемся другим подходом. Вынесем каждую приставку или окончание, которые встретится в обучающей выборке, в отдельную характеристику. Аналогичным образом поступим со словами. Если такая характеристика присутствует в слове, то ее значение положим равным 1, в противном случае 0 (табл. 3).

Таблица 3

Слово	ПЧР	ППЧР	Длина	пр(п)	при(п)	ча(о)	тча(о)	притча	пример
притча	0	0	6	1	1	1	1	1	0
пример	0	0	6	1	1	0	0	0	1

Примечание. обозначение (п) – приставка, (о) – окончание.

В примере выше в выборке всего два слова, но даже в ней опущена часть характеристик. В силу того, что каждое слово само по себе уже является характеристикой, то количество параметров обучения *не меньше*, чем число слов в обучающей выборке. В доступной для скачивания части СинТагРус 13670 предложений и 44383 различных слов. Учитывая приставки и окончания, суммарное количество параметров обучения достигает 51097 различных характеристик. В то же время в каждом конкретном слове отличны от нуля *не более* 8 из них. После того как обучающая выборка смоделирована, можно начать процесс обучения.

3.4. Реализация алгоритма и результаты классификации частей речи русского языка

Алгоритм распознавания частей речи был реализован на языке программирования C++ с использованием библиотеки LIBLINEAR. Это библиотека с открытым исходным кодом для линейных моделей машинного обучения. Она позволяет быстро обучать модели с разреженными матрицами и очень большим числом характеристик. Авторы утверждают, что их библиотека создана для обучения по выборкам из миллионов таких объектов.

Программа запускается из командной строки и имеет простейший интерфейс. Входные данные поступают из файла, имя которого указывается при запуске. Файл должен содержать текст в кодировке UTF-8. Если в параметры запуска передать команду «train», модель будет переобучена заново.

Эффективность алгоритма (табл. 4, 5) была оценена при помощи метода перекрестной проверки: обучающие данные делятся на n частей, после чего по $(n - 1)$ части проходит обучение, а на оставшейся части проверяется точность предсказания.

Таблица 4

Зависимость точности алгоритма от размера обучающей выборки

Число предложений/слов	Точность алгоритма
4794/16961	94,11 %
6839/25758	94,01 %
13670/44383	94,65 %

Однако такие высокие результаты обусловлены отчасти тем, что метод перекрестной проверки, широко используемый в машинном обучении, здесь не совсем уместен. В табл. 5 на законодательных текстах получена точность в 96 %, но при проверке вручную на тексте другого жанра точность будет гораздо ниже.

Таблица 5

Зависимость точности алгоритма от тематики обучающей выборки

Тематика текста	Число предложений	Точность
Художественный	3045	90,74 %
Законы	1749	96,88 %
Научный	2045	92,14 %

Точность порядка 87–95 % на произвольном тексте достигается лишь при использовании всего Национального корпуса русского языка.

Заключение

В работе рассматривалось применение метода опорных векторов и машинного обучения для решения задач классификации объектов. Были построены примеры обучающих выборок и проведена процедура разделения объектов в системе Wolfram Mathematica 9.0:

– в случае линейного классификатора (линейная разделимость и линейная неразделимость);

– в случае нелинейного классификатора.

В работе был предложен алгоритм классификации для анализа текста и определения частей речи русского языка в текстах различной тематики. Данный алгоритм обработки текста требует для качественного анализа наличия большой репрезентативной выборки, например, база Национального корпуса русского языка, Британский национальный корпус (BNC), Корпус современного американского английского (COCA). Предложена эффективная схема выбора характеристик (признаков) для построения процедуры обучения.

Эффективность алгоритма проверялась в том числе и при использовании Национального корпуса русского языка, в котором содержатся примеры текстов на разные темы с полностью размеченными характеристиками в формате XML (части речи и многое другое). Обучение шло на выборках объемом порядка 5–13 тысяч предложений и содержащих около 180 000 словоупотреблений, причем число характеристик для каждого слова, по которым определялось его принадлежность к той или иной части речи, достигало 51 000.

Процедура машинного обучения продемонстрировала эффективность порядка 87–95 % для анализа частей речи в предложениях различной тематической направленности (на примере русского языка).

Авторы выражают благодарность отделу корпусной лингвистики и лингвистической поэтики Института русского языка им. В. В. Виноградова РАН за предоставление базы Национального корпуса русского языка.

Библиографический список

1. Флективные языки. – URL: http://dic.academic.ru/dic.nsf/bse/145088/%D0%A4%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%82%D0%B8%D0%B2%D0%BD%D1%8B%D0%B5
2. **Fletcher, R.** Practical methods of optimization / R. Fletcher. – 2nd edition. – New York : John Wiley and Sons, Inc., 1987. – 436 s.

3. **McCormick, G. P.** Non Linear Programming: Theory, Algorithms and Applications / G. P. McCormick. – New York : John Wiley and Sons, Inc., 1983. – 444 s.
4. **Christopher, J. C.** Burges. A Tutorial on Support Vector Machines for Pattern Recognition / J. C. Christopher // Data Mining and Knowledge Discovery. – 1998. – Vol. 2. – P. 121–167.
5. **Воронцов, К. В.** Лекции по методу опорных векторов / К. В. Воронцов. – URL: http://www.ccas.ru/voron/download/SVM.pdf
6. Национальный корпус русского языка. – URL: http://www. ruscorpora.ru
7. **Crammer, K.** On the learnability and design of output codes for multiclass problems / K. Crammer, Y. Singer. – Computational Learning Theory. – San Francisco, 2000. – P. 35–46.

References

1. *Flektivnye yazyki* [Inflexional languages]. Available at: http://dic.academic.ru/dic.nsf/bse/145088/%D0%A4%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%82%D0%B8%D0%B2%D0%BD%D1%8B%D0%B5
2. Fletcher R. *Practical methods of optimization*. 2nd edition. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1987, 436 p.
3. McCormick G. P. *Non Linear Programming: Theory, Algorithms and Applications*. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1983, 444 p.
4. Christopher J. C. *Data Mining and Knowledge Discovery*. 1998, vol. 2, pp. 121–167.
5. Vorontsov K. V. *Lektsii po metodu opornykh vektorov* [Lectures on support vector machines]. Available at: http://www.ccas.ru/voron/download/SVM.pdf
6. *Natsional'nyy korpus russkogo yazyka* [The Russian National Corpus]. Available at: http://www. ruscorpora.ru
7. Crammer K., Singer Y. *On the learnability and design of output codes for multiclass problems*. Computational Learning Theory. – San Francisco, 2000, pp. 35–46.

Тарасов Дмитрий Викторович
кандидат технических наук, доцент, кафедра высшей и прикладной математики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: tarasovdv@mail.ru

Tarasov Dmitriy Viktorovich
Candidate of engineering sciences, associate professor, sub-department of higher and applied mathematics, Penza State University (40, Krasnaya street, Penza, Russia)

Романов Никита Алексеевич
магистрант, Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова (Россия, г. Москва, ул. Ленинские Горы, 1)

E-mail: nikromanov1995@gmail.com

Romanov Nikita Alekseevich
Master's degree student, Lomonosov Moscow State University (1 Leninskie gory street, Moscow, Russia)

УДК 004.9

Тарасов, Д. В.

Процедура машинного обучения в задаче морфологической разметки текста и определения частей речи в флективных языках / Д. В. Тарасов, Н. А. Романов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 56–72. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-5

УДК 004.94
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-6

Д. В. Пащенко, Д. А. Трокоз, Г. И. Советкина, Е. А. Николаева

МЕТОДИКА МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ АППАРАТА СЕТЕЙ ПЕТРИ[1]

Аннотация.

Актуальность и цели. Демонстрируется эффективность и актуальность применения аппарата сетей Петри (СП) при моделировании сложных вычислительных систем. В силу того, что существующие в рамках данной теории методы анализа не позволяют оценить объем ресурсов, необходимых для построения требуемой модели системы, выделяется проблема нехватки критериев ее оценки с точки зрения сложности построения. Целью работы является программная реализация такой оценки в рамках теории структур СП.

Материалы и методы. Рассматривается метод анализа произвольной сети Петри на основе трудоемкости ее построения и взаимосвязей внутренних блоков – подсетей. Благодаря тому, что структурный подход позволяет производить операцию декомпозиции исходной системы, рассматриваемая модель может быть разбита на подсети минимальной размерности, что позволит произвести ее количественную оценку – ранжирование. Для определения суммарной оценки входных и выходных данных системы будет произведен анализ головных и хвостовых позиций сети с учетом значений весов входных и выходных дуг этих позиций. Для того чтобы выявить меру затрат, необходимую на построение системы, считается число операций объединения переходов и позиций подсетей минимальной размерности в рамках исходной СП.

Результаты. Формальная реализация модулей оценочной методики с использованием алгебры множеств позволила сформулировать правила разбиения структуры СП на элементарные блоки. Приводится пример сравнительной оценки двух сетей Петри на основе предлагаемых критериев сложности, отображаются графики структур СП в различных системах координат. Представлены результаты работы исследования – график СП-структур в трехмерном пространстве, реализуемый описанными программными средствами.

Выводы. Продемонстрирована точность оценки СП структурного анализа по сравнению с неавтоматизированным визуальным. Данный подход может быть применен для сравнительной оценки вычислительных систем с точки зрения трудоемкости построения, объема входных и выходных данных.

Ключевые слова: сети Петри, структурный анализ, оценочные шкалы.

D. V. Pashchenko, D. A. Trokoz, G. I. Sovetkina, E. A. Nikolaeva

THE METHODOLOGY OF MULTICRITERIAL ASSESSMENT OF THE PETRI NETS' APPARATUS

Abstract.

Background. This article emphasizes the effectiveness and relevance of using the apparatus of Petri nets for modeling of complex computing systems. Due to the fact

[1] Работа выполнена в рамках гранта РНФ на проведение фундаментальных научных исследований и поисковых научных исследований с привлечением молодых исследователей по теме «Анализ и синтез сетевых структур сложных систем на основе тензорных и трансформационных методов» (соглашение № 15-11-10010).

that the analysis methods existing in this theory do not allow estimating the resources, required to build the desired model of the system - there is a problem of criteria shortage for its evaluation in terms of the complexity of the construction.

Materials and methods. In the article we consider the method of analysis of a random Petri net based on the complexity of its building and relationships of internal units - subnets. The goal of this article is a software implementation of such an assessment within the theory of PN structures. Due to the fact, that the structural approach allows to perform the operation of decomposition of the original system, this model can be divided into subnets of minimal dimension, that will allow to make its quantitative assessment - ranking. To determine the total assessment of the input and output data of the system we perform the analysis of head and tail positions of the net taking into account the weights of the input and output arcs of these positions. In order to identify an extent of the cost required to build the system, we calculate the number of union operations of subnet transitions and positions. These subnets have the minimal dimension in the original PN.

Results. The formal implementation of assessment technique modules using algebra of sets has made is possible to formulate the rules of splitting the PN structure into elementary blocks. The example of a comparative assessment of two Petri nets based on the proposed complexity criteria is given; the plots of PN in different coordinate systems are displayed.

Conclusions. The article presents the results of the research - a plot of PN structures in three-dimensional space, implemented using the described software. It demonstrates the accuracy of PN assessment by structural analysis in comparison with a non-automated visual one. This approach can be applied for comparative assessment of computer systems in terms of complexity of their construction and sizes of input and output data.

Key words: Petri nets, structural analysis, evaluative scales.

Введение

Развитием современных информационных технологий давно определена эффективность применения математических абстракций с целью выявления свойств и поведенческих состояний сложных вычислительных систем. Инструментарием таких исследований могут являться теория графов [1, 2], конечных автоматов [3], а также аппарат сетей Петри. В статье будет рассмотрен аппарат сетей Петри, обладающий мощной формальной выразительностью при описании и моделировании вычислительных систем.

Кроме того, в работах [4, 5] показана эффективность применения теории СП в качестве инструмента, позволяющего отслеживать реакцию системы на проявление тех или иных причинно-следственных связей, которые находят широкое применение в модельном описании параллельных процессов, разделении критических ресурсов, поиске безопасности, сохраняемости, достижимости и живости системы. Выделяют несколько видов СП: временные, стохастические, ингибиторные, цветные, иерархические. Использование сети конкретного вида обусловливает функциональные возможности моделируемой системы. К примеру, ингибиторные сети [6, 7] находят применение в целях обеспечения защиты и безопасности информационной системы, иерархические [8] – при анализе сложных динамических систем, содержащих вложенные сети, стохастические [9] – при необходимости случайной продолжительности срабатывания переходов сети.

Известны три основных группы методов анализа свойств сетей Петри: основанные на построении дерева достижимых и дерева покрывающих мар-

кировок; матричные методы, использующие фундаментальное уравнение сети и инварианты; методы редукции [10]. Следует отметить, что редукция является вспомогательным средством исследования и представляет собой частный случай эквивалентных преобразований, уменьшающих размерность сети [10].

1. Постановка задачи

Упомянутые методы анализа не позволяют характеризовать систему с точки зрения трудоемкости и сложности ее построения.

Рассмотрим пример, приведенный на рис. 1.

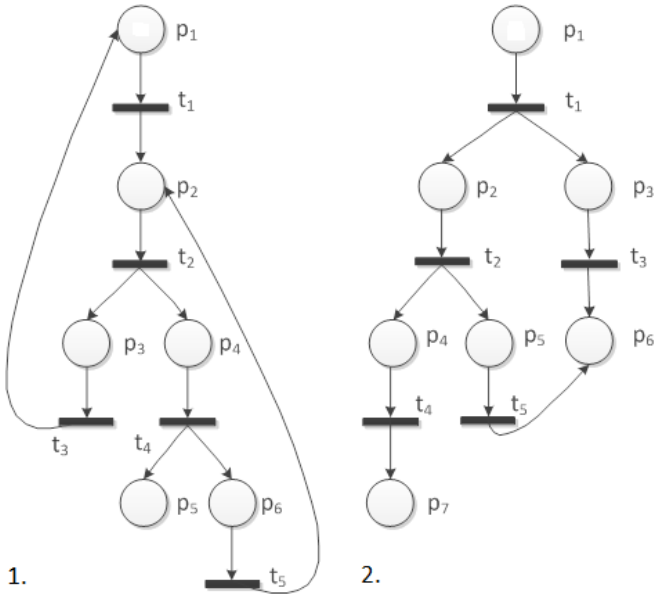


Рис. 1. Произвольные сети Петри

Сети имеют одинаковое число переходов, однако сеть 1 имеет в составе 2 цикла, а сеть 2 на одну позицию больше. Нельзя однозначно определить, какая из них сложнее, а при неавтоматизированном анализе громоздких вычислительных систем это будет практически невозможно.

В целях решения задач оптимизации и верификации находит применение концепция структурного анализа системы, представляющая механизм выявления подсистем различного уровня, их отношений и связей. Применение операции декомпозиции к дискретной системе позволило бы разделить ее на некоторые функциональные части, которые впоследствии можно реорганизовать с целью повышения эффективности ее работы.

В рамках гранта РНФ на проведение фундаментальных научных исследований и поисковых научных исследований с привлечением молодых исследователей по теме «Анализ и синтез сетевых структур сложных систем на основе тензорных и трансформационных методов» была поставлена задача структурного анализа системы сетей Петри (СП) с использованием методики тензорных преобразований. Как известно, тензорное исчисление [11, 12] находит широкое применение в механике (теория упругости), электродинамике, теории относительности.

В ходе работы планируется найти множества альтернативных вариантов примитивной СП путем разбиения ее на простейшие элементы, таким образом, осуществляя преобразование модели из одной системы координат в другую с использованием тензорной методологии путем введения пространства, размерности, определения системы координат и способов их преобразования. Полученные в результате декомпозиции элементарные блоки предлагается подвергнуть операции объединения, не нарушив заранее известные правила исходной системы. В результате синтеза простейших структур получим пространство СП различной степени эквивалентности исходной. Для анализа полученных структур будет произведено внедрение оценочной системы аппарата сетей Петри, изложенной ниже, в целях отбора сети наименее сложной структуры.

Учитывая вышесказанное, планируется программными средствами осуществить построение графика, отображающего совокупность синтезированных СП в качестве точек в пространстве.

2. Формальная реализация

Программа будет представлять собой набор модулей, каждый из которых производит расчет показателя по конкретной шкале.

Модуль 1. Шкала количества простейших элементов.

Входные данные. Сеть Петри P, описываемая обобщенной матрицей.

Расчет. Разобьем P на множество элементарных сетей:

$$E = \{e_1, e_2, ..., e_k\}.$$

Элементарной сетью будем считать сеть с одной входной, одной выходной позициями и одним переходом (рис. 2).

Рис. 2. Простейшая сеть Петри

Для этого сначала произведем декомпозицию сети на линейные базовые фрагменты (ЛБФ) – циклы и цепочечные последовательности переходов и позиций, и уже из них получим простейшие. Разбиение на линейные базовые фрагменты будем производить по следующим правилам:

1) выполним разделение переходов, которые имеют больше одной входной либо выходной позиции. На рис. 3,***а*** представлена исходная сеть, на рис. 3,***б*** – сеть с разделенными переходами t_1 и t_3;

2) исключим из полученной сети циклы, если они есть, при необходимости разделив позиции и переходы, чтобы не нарушать имеющиеся связи. Элемент сети (переход или позицию) будем делить в случае, если в него входит либо из него выходит больше одного элемента (рис. 3,***в***).

3) вычленим линейные последовательности переходов, выполняя разделение позиций, если это необходимо, аналогично предыдущему шагу (рис. 3,*г*).

Для формализации процесса деления на простейшие блоки введем оператор $J(P)$, который возвращает множество простейших элементов сети P.

Таким образом, значением по шкале будет являться мощность полученного множества:

$$f_1(P) = |J(P)|.$$

Характеристика системы. Позволяет определить ранг системы.

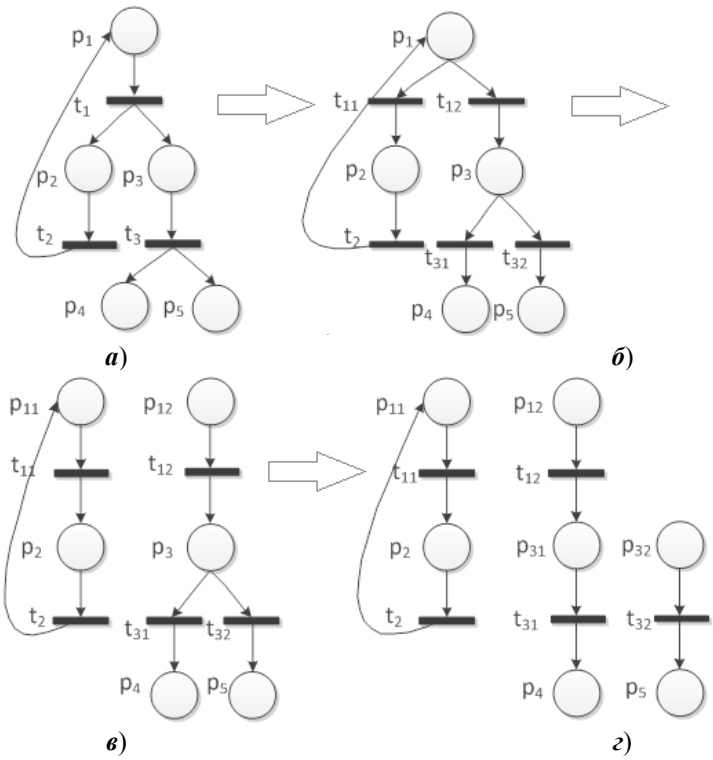


Рис. 3. Пример деления СП на ЛБФ

Модуль 2. Шкала весов позиций.

Входные данные. Матрица инцидентности D сети, $s1$, $s2$ – веса головных и хвостовых позиций соответственно.

Расчет. Для нахождения суммы весов позиций воспользуемся формулой

$$f_2(D) = s_1K_1 + s_2K_2,$$

где K_1 – число головных позиций; K_2 – число хвостовых позиций. Значения K_1, K_2 определим по матрице инцидентности. Матрица инцидентности D имеет размерность $m \times n$ (где m – количество позиций, n – количество переходов) и представляет собой разность входной и выходной матриц:

$$D = D^+ - D^-.$$

Очевидно, что элемент $d_{i,j}$, $0 \le i \le m$, $0 \le j \le n$, матрицы D определяет отношение позиции и перехода следующим образом: $d_{i,j} > 0$ – если позиция принадлежит множеству входных позиций перехода, $d_{i,j} < 0$ – если позиция принадлежит множеству выходных позиций перехода, $d_{i,j} = 0$ – если пози-

ция не принадлежит ни одному из этих множеств либо принадлежит сразу двум множествам, образуя петлю. В рамках данного формализма не берем в расчет структуры СП, содержащие петли. Отсюда следует, что для нахождения хвостовых позиций СП необходимо произвести поиск такой строки матрицы, что для $\forall d_j$ выполнялось условие $d_j \geq 0$. Аналогично для выявления головных позиций структуры необходимо произвести поиск такой строки матрицы, что для $\forall d_j$ выполнялось условие $d_j \leq 0$.

Характеристика системы. Шкала позволяет произвести суммарную оценку входных и выходных данных, что представляет интерес с точки зрения исследования поведения системы в целом, и может быть применима к моделям типа «черный ящик».

Модуль 3. Шкала числа операций объединений переходов и позиций.

Входные данные. Сеть Петри *P*, описываемая обобщенной матрицей.

Расчет. На этапе расчета в модуле 1 получим сумму количества разложений переходов и позиций, которая в данном случае будет аналогична сумме количества объединений переходов и позиций $f_3(P)$.

Характеристика системы позволяет судить о сложности системы.

Оценка всех шкал в совокупности позволяет анализировать такие критерии, как:

1) сложность системы в целом: наиболее полная оценка сложности структуры синтезированной СП;

2) эффективность распараллеливания: отслеживание степени параллелизма процессов;

3) оценка размерности системы: ранжирование системы.

Для определения оптимального элемента дискретного множества полученных сетей необходимо отталкиваться от исходной модели системы и выполняемых ею задач. На данном этапе оптимальным элементом множества СП будем считать тот, который имеет наименьшую длину вектора:

$$R = \sqrt{f_1^2(P) + f_2^2(D) + f_3^2(P)}\,.$$

Исходя из имеющихся данных, пространство построения предполагается трехмерным, но существует перспектива работы с гиперпространствами. Результатом работы будет являться график, отображающий множество СП в качестве точек в пространстве, позволяющий выделить сети наиболее простой структуры, эквивалентные исходной сети.

3. Пример

Проведем сравнительный анализ сложности сетей Петри, представленных на рис. 1. Для этого рассчитаем для каждой из них значения по шкалам.

Шкала 1. На рис. 4 и 5 представлен процесс разбиения сетей на линейные базовые фрагменты.

Разобьем полученные элементы на элементарные блоки. Для первой сети получим множество $E = \{e_1, e_2, ..., e_k\}$ простейших сетей Петри, каждую из которых опишем множеством позиций и переходов (табл. 1, 2).

Посчитаем мощность каждого из полученных множеств:

$$f_1(P_1) = |J(P_1)| = |E_1| = 7, f_1(P_2) = |J(P_2)| = |E_2| = 7.$$

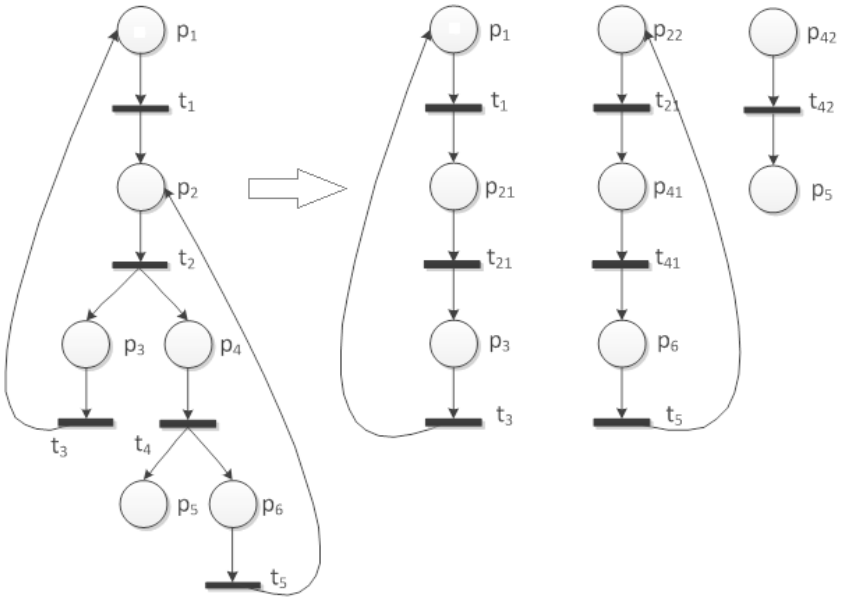


Рис. 4. Сеть Петри 1. Разбиение на ЛБФ

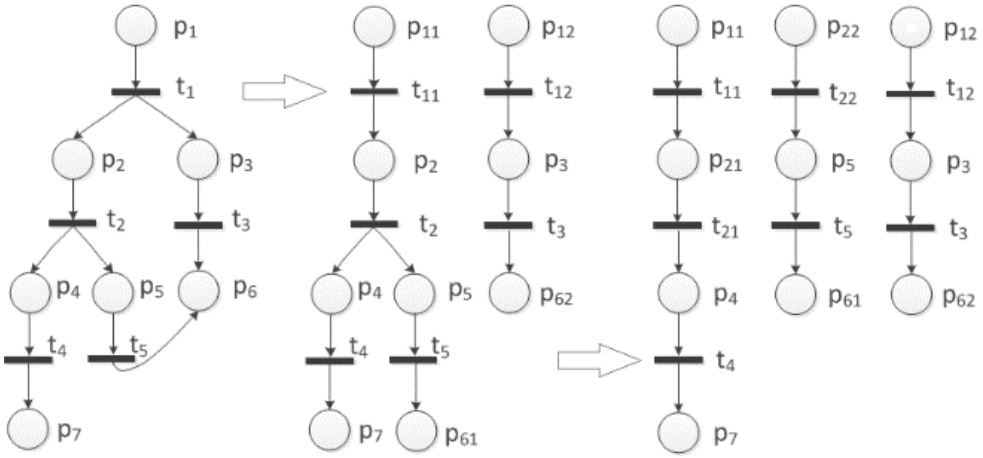


Рис. 5. Сеть Петри 2. Разбиение на ЛБФ

Таблица 1

Множество простейших сетей E1 для сети Петри 1

СП e_i	Множество позиций	Множество переходов
e_1	$\{p'_1, p'_{21}\}$	$\{t_{11}\}$
e_2	$\{p''_{21}, p'_3\}$	$\{t_{21}\}$
e_3	$\{p''_3, p''_1\}$	$\{t_3\}$
e_4	$\{p'_{22}, p'_{41}\}$	$\{t_{21}\}$
e_5	$\{p''_{41}, p'_6\}$	$\{t_{41}\}$
e_6	$\{p''_6, p''_{22}\}$	$\{t_5\}$
e_7	$\{p_{42}, p_5\}$	$\{t_{42}\}$

Таблица 2

Множество простейших сетей Е1 для сети Петри 1

СП e_i	Множество позиций	Множество переходов
e_1	$\{p_{11}, p'_{21}\}$	$\{t_{11}\}$
e_2	$\{p''_{21}, p'_4\}$	$\{t_{21}\}$
e_3	$\{p''_4, p_7\}$	$\{t_4\}$
e_4	$\{p_{22}, p'_5\}$	$\{t_{22}\}$
e_5	$\{p''_5, p_{61}\}$	$\{t_5\}$
e_6	$\{p_{12}, p'_3\}$	$\{t_{12}\}$
e_7	$\{p''_3, p_{62}\}$	$\{t_3\}$

Из полученных расчетов следует, что для построения обеих сетей требуется одинаковое количество блоков.

Шкала 2. $f_2(D) = s_1 K_1 + s_2 K_2$. Коэффициенты s_1 и s_2 возьмем равными 1 для обеих сетей.

Найдем количество головных и хвостовых позиций сети Петри 1 по матрице инцидентности D_1 (табл. 3):

$$K_1 = 0,\ K_2 = 1,\ f_2(D_2) = 1.$$

Таблица 3

Матрица инцидентности D_1

	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5
p_1	1	0	–1	0	0
p_2	–1	1	0	0	–1
p_3	0	–1	1	0	0
p_4	0	–1	0	1	0
p_5	0	0	0	–1	0
p_6	0	0	0	–1	1

Аналогичные расчеты произведем для матрицы инцидентности D_2 (табл. 4):

$$K_1 = 1,\ K_2 = 1,\ f_2(D_2) = 2.$$

Таблица 4

Матрица инцидентности D_2

	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5
p_1	1	0	0	0	0
p_2	–1	1	0	0	0
p_3	–1	0	1	0	0
p_4	0	–1	0	1	0
p_5	0	–1	0	0	1
p_6	0	0	–1	0	1
p_7	0	0	0	–1	0

Из полученных значений следует вывод, что сеть Петри 2 по суммарному объему входных и выходных данных превосходит сеть Петри 1.

Шкала 3. Для расчета значения по шкале нужно знать, какое количество объединений позиций и переходов элементарных сетей необходимо произвести, чтобы получить исходную сеть Петри. Очевидно, что количество объединений идентично количеству расщеплений позиций и переходов. Найдем такие позиции и переходы для первой сети:

$p_1 = p'_1 + p''_1$,
$p_2 = p_{21} + p_{22}$,
$p_{21} = p'_{21} + p''_{21}$,
$p_{22} = p'_{22} + p''_{22}$,
$p_3 = p'_3 + p''_3$,
$p_4 = p_{41} + p_{42}$,
$p_{41} = p'_{41} + p''_{41}$,
$p_6 = p'_6 + p''_6$,
$t_2 = t_{21} + t_{22}$,
$t_4 = t_{41} + t_{42}$,
Получим $f_3(P_1) = 10$.

Аналогичные уравнения построим для второй сети:

$p_1 = p_{11} + p_{12}$,
$p_2 = p_{21} + p_{22}$,
$p_{21} = p'_{21} + p''_{21}$,
$p_3 = p'_3 + p''_3$,
$p_4 = p'_4 + p''_4$,
$p_5 = p'_5 + p''_5$,
$p_6 = p_{61} + p_{62}$,
$t_1 = t_{11} + t_{12}$,
$t_2 = t_{21} + t_{22}$.
Получим $f_3(P_2) = 9$.

Вывод: трудоемкость построения сети Петри 1 выше.

В результате расчетов получили следующие значения:

	$f1$	$f2$	$f3$
P_1	7	1	10
P_2	7	2	9

Ниже представлены оценки структур СП в различных системах координат. На рис. 6,***а*** а показана зависимость ранга структур от суммарных весов входных и выходных данных, на рис. 6,***б*** – зависимость ранга структур от числа операций объединения переходов и позиций простейших СП. Проанализировав графики сравнительных характеристик, можно сделать вывод о том, что система, описываемая СП 1, оперирует меньшим суммарным объемом входных и выходных данных, чем СП 2. А система, описываемая СП 2, требует меньшей трудоемкости для своего построения.

Для удобства визуального анализа структур объединим оси f_1 и получим график сравнительных характеристик в трехмерном пространстве, представленный на рис. 7.

Данный график является результатом работы вышеописанной программы, которая выполняет подсчет значений по шкалам для каждой сети Петри и графически отображает полученные значения в качестве точек в трехмерном пространстве.

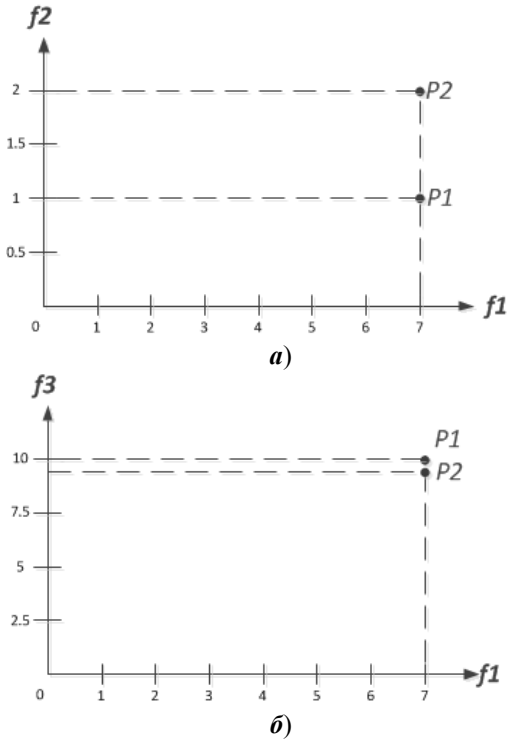


Рис. 6. СП в различных системах координат

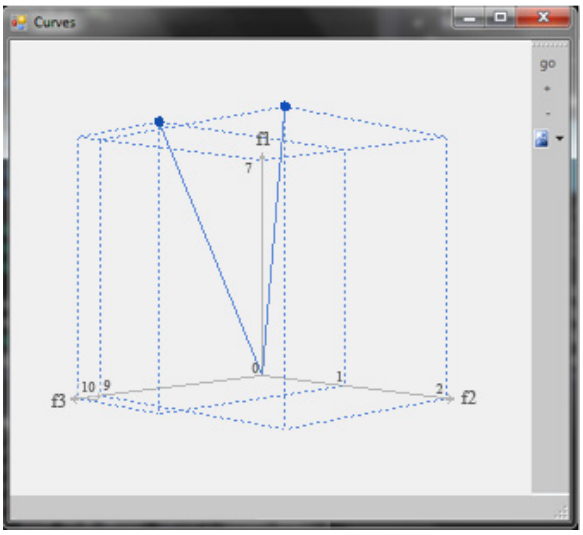


Рис. 7. Отображение СП в трехмерном пространстве

Рассчитаем длину полученных векторов:

$$\left|\bar{P}_1\right| \approx 12,2, \quad \left|\bar{P}_2\right| \approx 11,5;$$

$\left|\bar{P}_1\right| > \left|\bar{P}_2\right|$, следовательно, первая сеть сложнее, чем вторая, исходя из суммарной оценки по всем критериям сложности.

Заключение

Описана формализованная методика количественной оценки сложности произвольной сети Петри.

В ходе дальнейших исследований планируется разработка алгоритма, определяющего эффективность оценочной системы структур, а также степень необходимости введения новых шкал.

Библиографический список

1. **Kulagin, V. P.** Tensor Methods of Designing Computer System Structures / V. P. Kulagin // Automatic Control and Computer Sciences. – New York, 1989. – P. 55–61.
2. **Bollobas, B.** Modern graph theory / B. Bollobas. – New York : Springer Science & Business Media, 1998. – P. 396.
3. **Straubing, H.** Finite automata, formal logic, and circuit complexity / H. Straubing. – Berlin : Springer Science & Business Media, 1994. – P. 237.
4. **Agerwala, T.** Special Feature: Putting Petri Nets to Work / T. Agerwala // Computer. – 1979. – Vol. 12 (12). – P. 85–94.
5. **Agerwala, T.** Comments on capabilities, limitations and “correctness” of Petri nets / T. Agerwala, M. Flynn // ACM SIGARCH Computer Architecture News. – 1973. – Vol. 2 (4). – P. 81–86.
6. Formal Transformation Inhibitory Safe Petri Nets into Equivalent not Inhibitory / D. Pashchenko, D. Trokoz, N. Konnov, M. Sinev // Procedia Computer Science. – 2015. – Vol. 49. – P. 99–103.
7. **Zaitsev, D. A.** Inhibitor Petri Net that Executes an Arbitrary Given Turing Machine / D. A. Zaitsev // Systems Research and Information Technologies, Kyiv. – 2012. – № 2. – P. 26–41.
8. **Jensen, K.** High-level Petri nets: theory and application / K. Jensen, G. Rozenberg. – New York : Springer Science & Business Media, 1987. – P. 724.
9. **Таранцев, Е. К.** Моделирование цветными сетями Петри процесса регистрации радиолокационной информации / Е. К. Таранцев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 1 (17). – С. 70–78.
10. **Zaitsev, D. A.** Compositional analysis of Petri nets / D. A. Zaitsev // Cybernetics and Systems Analysis. – 2004. – Vol. 42 (1). – P. 126–136.
11. **Hackbusch, W.** Tensor spaces and numerical tensor calculus / W. Hackbusch. – New York : Springer Science & Business Media, 2012. – P. 525.
12. **McConnell, A. J.** Applications of tensor analysis / A. J. McConnell. – New York : Courier Corporation, 2014. – P. 315.

References

1. Kulagin V. P. *Automatic Control and Computer Sciences*. New York, 1989, pp. 55–61.
2. Bollobas B. *Modern graph theory*. New York: Springer Science & Business Media, 1998, p. 396.
3. Straubing H. *Finite automata, formal logic, and circuit complexity*. Berlin: Springer Science & Business Media, 1994, p. 237.
4. Agerwala T. *Computer*. 1979, vol. 12 (12), pp. 85–94.
5. Agerwala T., Flynn M. *ACM SIGARCH Computer Architecture News*. 1973, vol. 2 (4), pp. 81–86.
6. Pashchenko D., Trokoz D., Konnov N., Sinev M. *Procedia Computer Science*. 2015, vol. 49, pp. 99–103.
7. Zaitsev D. A. *Systems Research and Information Technologies*. Kyiv, 2012, no. 2, pp. 26–41.

8. Jensen K., Rozenberg G. *High-level Petri nets: theory and application*. New York: Springer Science & Business Media, 1987, p. 724.
9. Tarantsev E. K. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2011, no. 1 (17), pp. 70–78.
10. Zaitsev D. A. *Cybernetics and Systems Analysis*. 2004, vol. 42 (1), pp. 126–136.
11. Hackbusch W. *Tensor spaces and numerical tensor calculus*. New York: Springer Science & Business Media, 2012, p. 525.
12. McConnell A. J. *Applications of tensor analysis*. New York: Courier Corporation, 2014, p. 315.

Пащенко Дмитрий Владимирович
доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: dmitry.pashchenko@gmail.com

Pashchenko Dmitriy Vladimirovich
Doctor of engineering sciences, professor, head of sub-department of computer engineering, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Трокоз Дмитрий Анатольевич
кандидат технических наук, доцент, кафедра вычислительной техники, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: dmitriy.trokoz@gmail.com

Trokoz Dmitriy Anatol'evich
Candidate of engineering sciences, associate professor, sub-department of computer engineering, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Советкина Галина Ивановна
магистрант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: sovetkina-galja@rambler.ru

Sovetkina Galina Ivanovna
Master's degree student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Николаева Екатерина Андреевна
магистрант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: katya_17-94@mail.ru

Nikolaeva Ekaterina Andreevna
Master's degree student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 004.94

Пащенко, Д. В.

Методика многокритериальной оценки аппарата сетей Петри / Д. В. Пащенко, Д. А. Трокоз, Г. И. Советкина, Е. А. Николаева // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 73–84. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-6

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.317.733
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-7

В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Белынцева

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ СПОСОБОВ ФАЗОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ

Аннотация.

Актуальность и цели. Обобщение многообразия предложенных авторами способов реализации метода фазового разделения каналов, обеспечивающего повышение точности измерительных цепей параметрических датчиков, позволит как упростить процесс выбора способа, так и синтезировать новый способ, удовлетворяющий техническому заданию. Цель работы состоит в систематизации способов, реализующих метод фазового разделения каналов, причем различия в способах определяются особенностями разложения выходного напряжения активного преобразователя на составляющие, пропорциональные преобразуемым параметрам параметрического преобразователя датчика.

Материалы и методы. Исследования выполнены с использованием методов классической теории электрических цепей, теории погрешности.

Результаты и выводы. Рассмотрен метод фазового разделения каналов в измерительных цепях емкостных датчиков и его реализация как в косоугольной, так и в прямоугольной системе координат. Предложены классификационные признаки, позволившие провести систематизацию способов фазового разделения каналов, пользуясь которой можно синтезировать новые способы, обеспечивающие исключение погрешности, вызванной неидеальностью элементной базы и паразитной емкостью кабеля.

Ключевые слова: емкостный датчик, измерительная цепь, погрешность преобразования, коррекция погрешности, фазовое разделение каналов.

V. P. Arbuzov, M. A. Mishina, P. N. Belyntseva

SYSTEMATISATION OF VARIANTS OF CHANNEL PHASE SEPARATION IN MEASURING CIRCUITS OF CAPACITIVE SENSORS

Abstract.

Background. Generalization of a variety of ways to implement the method of phase separation of channels, offered by the authors and intended to improve the accuracy of measuring circuits in parametric sensors, will both simplify the process of selection of a way and to synthesize a new way that meets the technical task. The aim of the work is to systematize ways to implement the method of phase separation

of channels. These ways differ by the features of the active inverter output voltage decomposition into components, proportional to the convertible parameters of a sensor's parametric transmitter.

Materials and methods. Investigations were carried by using the methods of the classical theory of electrical circuits, the error theory.

Results and conclusions. The channel phase separation method in capacitive sensor measuring circuits and its implementation in oblique and in rectangular coordinate systems are considered. The article proposes classification criteria, which have allowed to conduct a systematization of ways of channels phase separation. This systematization will allow to synthesize new ways of providing exclusion of errors caused by non-ideal components and parasitic cable capacitance.

Key words: capacitive sensor, measuring circuit, transforming error, error correction, phase separation of channels.

Введение

Для преобразования информативных параметров параметрических преобразователей (ПП) датчиков широкое распространение получили активные преобразователи (АП), выполненные на основе операционных усилителей (ОУ). Однако в измерительных цепях (ИЦ) емкостных датчиков, работающих на переменном токе, при преобразовании пассивной электрической величины (емкостей конденсаторов ПП датчика) в активную величину (напряжение) имеет место погрешность, вызванная конечным значением коэффициента усиления ОУ на рабочей частоте ИЦ датчика. Эта погрешность определяется не только коэффициентом усиления, но и емкостью опорного и рабочего конденсаторов, а также емкостью кабеля. В связи с тем, что значения измеряемых емкостей в настоящее время достигают единиц и долей пикофарад [1], а жесткие условия эксплуатации датчика вынуждают разносить в пространстве ПП и ИЦ, указанная погрешность становится значительной, и для ее коррекции требуется применение в ИЦ датчика структурных методов повышения точности преобразования пассивных электрических величин в активные величины.

1. Фазовое разделение каналов в измерительных цепях датчиков

Среди методов временного разделения каналов более широкими возможностями (как с точки зрения быстродействия, так и с точки зрения функциональных возможностей) обладает метод фазового разделения каналов (ФРК), сущность которого состоит в том, что разделение каналов преобразования пассивных величин во времени организуется посредством сдвига фазы между напряжениями, подаваемыми на элементы ПП датчика, одновременно подключенные к преобразователю пассивных электрических величин в составляющие результирующей активной величины [2]. Информативным признаком, обеспечивающим возможность выделения из результирующей величины указанных ранее составляющих, является фазовый сдвиг.

Для реализации метода фазового разделения каналов в ИЦ параметрического датчика необходимо сформировать тест-сигналы, функциональные зависимости которых $U_1(t)$ и $U_2(t)$ составляют систему базисных функций измерительной цепи [3], которая в общем случае описывается системой уравнений

$$\begin{cases} U_1(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_i \sin(i\omega t + \varphi_i), \\ U_2(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_i \sin(i\omega t + \varphi_i + i\varphi). \end{cases} \quad (1)$$

где A_i и φ_i – амплитуда и фаза i-й гармоники тест-сигналов соответственно; ω – частота тест-сигналов; φ – фазовый сдвиг между тест-сигналами.

Наиболее простыми с точки зрения реализации являются генераторы периодических колебаний, среди которых широко распространены генераторы синусоидальных колебаний. Применение последних позволяет сформировать систему базисных функций вида

$$\begin{cases} U_1(t) = U_0 \sin \omega t, \\ U_2(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi), \end{cases} \quad (2)$$

где U_0 – амплитуда тест-сигналов.

В результате подачи на конденсаторы ПП датчика, подключенных к входу АП, сформированных в соответствии с системой базисных функций ИЦ тест-сигналов, получим напряжение

$$U_{\text{АП}}(t) = U_1(t) \cdot \lambda_1 + U_2(t) \cdot \lambda_2, \quad (3)$$

где $\lambda_1 = f(C_x, \xi_1, \xi_2, ...\xi_n)$ и $\lambda_2 = f(C_0, \xi_1, \xi_2, ...\xi_n)$ – коэффициенты, зависящие от параметров АП ξ_i и от значений емкостей рабочего C_x и опорного C_0 конденсаторов датчика соответственно.

Из выражения (3) следует, что выходной сигнал активного преобразователя $U_{\text{АП}}(t)$ содержит две составляющие: $U_{\text{АП}_1}$ и $U_{\text{АП}_2}$, одна из которых зависит от емкости C_x, а вторая от емкости C_0:

$$U_{\text{АП}_1} = U_1(t) \cdot \lambda_1 \text{ и } U_{\text{АП}_2} = U_2(t) \cdot \lambda_2.$$

Если обеспечить линейную зависимость коэффициентов λ_1 и λ_2 от емкостей C_x и C_0 и идентичные зависимости от коэффициента усиления усилителя и коэффициента его отрицательной обратной связи, то, выделив указанные составляющие из выходного напряжения АП и осуществив логометрическую коррекцию погрешности, получим выходной сигнал, пропорциональный, во-первых, информативному параметру емкостного датчика, и, во-вторых, инвариантный к параметрам как АП, так и кабеля.

Система базисных функций ИЦ в функциональной области отражает математическое описание тест-сигналов, а в векторном пространстве образует систему координат ИЦ, которая в общем виде является косоугольной (рис. 1,***а***). В частном случае, когда фазовый сдвиг равен $\pi/2$, система координат становится прямоугольной (рис. 1,***б***).

Нахождение составляющих выходного напряжения АП, пропорциональных емкостям конденсаторов датчика в функциональном пространстве,

осуществляется путем разложения $U_{АП}(t)$ в системе базисных функций ИЦ $\{U_1(t);U_2(t)\}$. В векторном пространстве определение указанных выше составляющих осуществляется путем разложения вектора выходного напряжения АП ($\mathbf{U}_{АП}$) в системе координат, образованной векторами тест-сигналов $\mathbf{U}_1$ и $\mathbf{U}_2$, на составляющие $U_{АП_1}$ и $U_{АП_2}$. При $\varphi = \pi/2$ напряжения $U_{АП_1}$ и $U_{АП_2}$ представляют собой синфазную ($\mathrm{Re}_{\mathbf{U}_1}\mathbf{U}_{АП}$) и квадратурную ($\mathrm{Im}_{\mathbf{U}_1}\mathbf{U}_{АП}$) составляющие $\mathbf{U}_{АП}$ относительно $\mathbf{U}_1$.

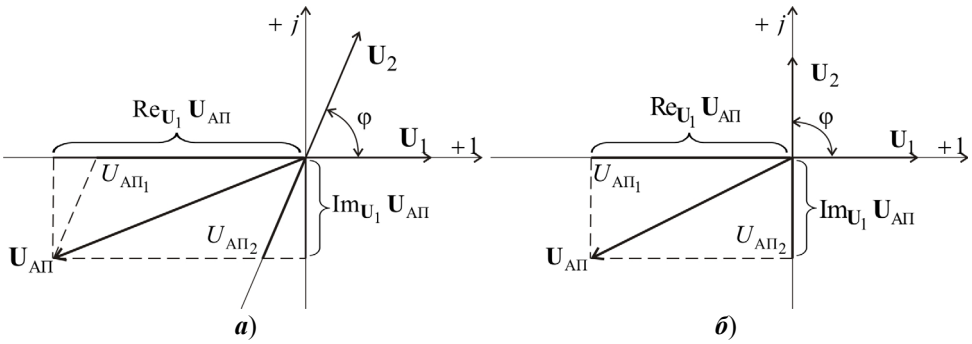


Рис. 1. Разложение выходного напряжения АП на составляющие в векторном пространстве: ***а*** – косоугольная система координат; ***б*** – прямоугольная система координат

2. Реализация фазового разделения каналов в измерительных цепях емкостных датчиков

Структурная схема, реализующая фазовое разделение каналов в ИЦ емкостного датчика давления, приведена на рис. 2. Многомерная входная неэлектрическая величина H_x, зависящая от измеряемого давления P_x, диэлектрической проницаемости межэлектродной среды ε и температуры t^o, воздействуя на датчик, изменяет значение как рабочей емкости C_x, так и опорной емкости C_0 параметрического преобразователя ПП. Активный преобразователь, обеспечивающий преобразование емкостей в напряжение, выполнен на основе операционного усилителя У, к входу которого с помощью кабеля подключены рабочий C_x и опорный C_0 конденсаторы ПП датчика, а в обратной связи включен конденсатор C. Кабель, соединяющий ПП и усилитель, обладает паразитной емкостью, значение которой значительно больше, чем значение рабочей и опорной емкости и, следовательно, ИЦ должна обеспечить преобразование малых значений рабочей емкости на фоне существенно превышающего ее значения емкости кабеля, осуществив коррекцию возникающей из-за этого погрешности.

Приведенные на схеме замещения кабеля его паразитные емкости $C_{К_1}$ и $C_{К_2}$ «подключены» к низкоомным выходам блока разделения каналов (БРК) и не оказывают влияния на результат преобразования, а емкость $C_{К_3}$ шунтирует входное сопротивление операционного усилителя У и входит в цепь от-

рицательной обратной связи усилителя, существенно влияя на значение коэффициента обратной связи β, а следовательно, и на погрешность ИЦ. Напряжения тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$, формируемые БРК, поступают на активный преобразователь, выходное напряжение которого $U_{\text{АП}}(t)$ представляет собой сумму напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ с учетом их весовых коэффициентов и описывается следующим выражением:

$$U_{\text{АП}}(t) = \left[-U_1(t)\frac{C_x}{C} - U_2(t)\frac{C_0}{C} \right](1+\gamma_{\text{М}}), \tag{4}$$

где $\gamma_{\text{М}}$ – методическая погрешность активного преобразователя, определяемая выражением

$$\gamma_{\text{М}} = -\frac{1}{K_{\text{У}}\beta + 1}, \tag{5}$$

в котором $K_{\text{У}}$ – коэффициент усиления операционного усилителя У на частоте тест-сигналов; $\beta = \dfrac{C}{C + C_x + C_0 + C_{\text{К}_3}}$ – коэффициент обратной связи операционного усилителя У.

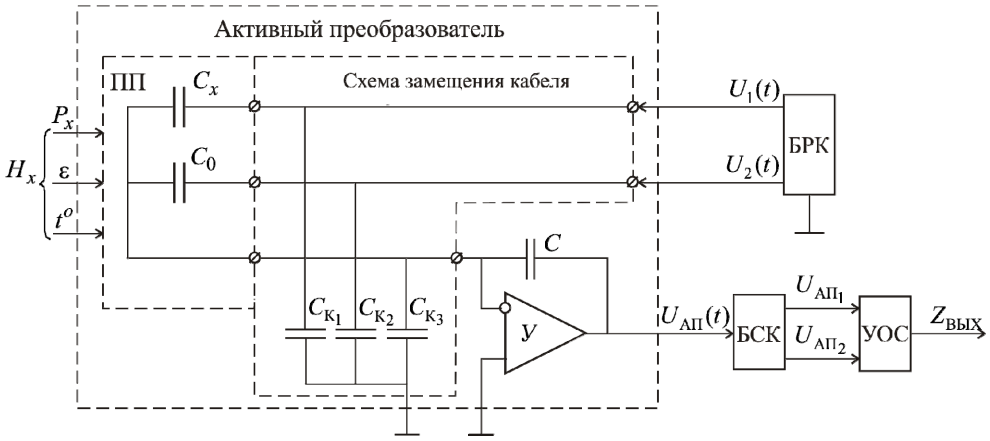


Рис. 2. Структурная схема ИЦ с фазовым разделением каналов (на примере емкостного датчика давления)

Блок селекции каналов (БСК) выделяет из $U_{\text{АП}}(t)$ составляющие $U_{\text{АП}_1}$ и $U_{\text{АП}_2}$, пропорциональные емкостям ПП датчика и имеющие идентичные зависимости от методической погрешности $\gamma_{\text{М}}$, а устройство обработки сигналов (УОС), во-первых, осуществляет логометрическую коррекцию погрешности, возникающей как в параметрическом преобразователе под действием влияющих факторов ε и t^o, так и в активном преобразователе из-за неидеальности элементной базы; во-вторых, формирует заданную функцию преобразования ИЦ датчика $Z_{\text{ВЫХ}}$.

3. Систематизация способов фазового разделения каналов ИЦ параметрических датчиков

Процесс разделения каналов состоит в основном из трех этапов. На первом этапе осуществляются преобразования каждого из параметров ПП датчика (как рабочего или рабочих, так и опорного) в выходной сигнал активного преобразователя $U_{\text{АП}}(t)$, составляющие которого сдвинуты между собой на угол, задаваемый тест-сигналами. Операционный усилитель У выполняет указанные преобразования одновременно и, следовательно, его коэффициент усиления $K_{\text{У}}$ и коэффициент отрицательной обратной связи β остаются неизменными и вносят одинаковую методическую погрешность (5) в преобразование каждого из параметров ПП датчика.

На втором этапе выполняется выделение из выходного напряжения АП результатов преобразования каждого из параметров ПП датчика в соответствии с системой базисных функций ИЦ. Тест-сигналы (напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$), описываемые системой базисных функций, фактически задают систему координат ИЦ (рис. 1), в которой осуществляется выделение искомых составляющих. В то же время система (1) предполагает возможность использования полисигналов для обеспечения разделения каналов ИЦ во времени. Использование сигналов сложной формы, состоящих из одинаковых гармоник, но сдвинутых на некоторый угол, позволяет получить дополнительные информативные признаки для выделения искомых составляющих.

На третьем этапе осуществляется логометрическая коррекция погрешности, обусловленной неидеальностью элементной базы и наличием кабеля, и формирование выходного сигнала в соответствии с техническим заданием.

Комбинации из реализаций каждого из этих этапов составляют способы фазового разделения каналов ИЦ параметрических датчиков, а их систематизация в виде классификации приведена на рис. 3. В качестве классификационных признаков выбраны: вид тест-сигнала, система координат ИЦ, способ выделения составляющих выходного напряжения активного преобразователя АП и вид дискретизации. Вид тест-сигнала определяется, во-первых, количеством преобразуемых параметров ПП датчика; во-вторых, тем, какими преобразуемые параметры являются: сосредоточенными или распределенными; в-третьих, видом обработки сигналов.

Система координат, в которой описывается разделение каналов ИЦ параметрических датчиков, обобщает многообразие способов реализации ФРК в измерительных цепях датчиков, имеющих как одно-, двух-, трех-, так и многоэлементную схему замещения параметрического преобразователя, используя в качестве тест-сигналов напряжения любой формы (от синусоидальной до прямоугольной), но удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к системе базисных функций [3]. Независимо от вида системы координат ИЦ (косоугольная или прямоугольная (рис. 1)) искомые составляющие $U_{\text{АП}}(t)$ можно вычислить по результатам дискретизации выходного напряжения АП, для тест-сигналов как синусоидальной, так и сложной формы. В то же время тест-сигналы сложной формы (1) представляют собой совокупность систем базисных функций вида (2), имеющих разные частоты, а фазовый сдвиг между тест-сигналами может быть любым, но заранее известным.

Рис. 3. Классификация способов ФРК

В измерительной цепи с прямоугольной системой координат составляющие выходного напряжения активного преобразователя $U_{\text{АП}_1}$ и $U_{\text{АП}_2}$ равны действительной и мнимой части вектора $\mathbf{U_{АП}}$ (рис.1,*б*). В этом случае выделение составляющих может быть осуществлено с использованием как фазочувствительного выпрямителя, так и устройства выборки и хранения, причем последнее должно осуществлять дискретизацию выходного напряжения АП в те моменты времени, когда напряжение одного из тест-сигналов равно нулю. В ИЦ с косоугольной системой координат составляющие выделяются только путем дискретизации выходного напряжения АП.

Вид дискретизации является одним из признаков, характеризующих способ фазового разделения каналов ИЦ параметрического датчика, причем процедура дискретизации зависит как от процесса формирования и вида тест-сигнала (моно- или полисинал), так и от стабильности его параметров (A_i и φ_i) как от максимальной частоты тест-сигнала (ω_i), так и от времени преобразования «выбранного» значения $U_{\text{АП}}(t)$ в код. Однако, независимо от процедуры, следует выделить одновременную, равномерную и адаптивную дискретизацию выходного напряжения АП. Это позволит объединить многообразие существующих способов разделения каналов ИЦ параметрических датчиков в некоторые группы способов.

4. Разложение выходного напряжения активного преобразователя ИЦ датчика на составляющие

На последнем этапе предложенной авторами систематизации способов осуществляется операция физического или алгоритмического формирования составляющих $U_{\text{АП}_1}$ и $U_{\text{АП}_2}$, которая наравне с остальными операциями может являться одним из отличительных признаков вновь предлагаемого способа разделения каналов.

4.1. Фазочувствительное выпрямление

Ранее отмечалось, что фазочувствительные выпрямители применяются при выделении составляющих из $U_{\text{АП}}(t)$ в том случае, если $U_1(t)$ и $U_2(t)$

являются моносигналами и формируют прямоугольную систему координат ИЦ (рис. 1,*б*). С учетом системы (2), в которой $\varphi = \pm\pi/2$, выражение (4), описывающее выходное напряжение активного преобразователя ИЦ, имеет вид

$$U_{\text{АП}}(t) = -\left[U_0 \frac{C_x}{C}\sin\omega t + U_0 \frac{C_0}{C}\cos\omega t\right](1+\gamma_{\text{М}}). \quad (6)$$

Разложение путем фазочувствительного выпрямления $U_{\text{АП}}(t)$ на составляющие в системе базисных функций $\{U_1(t), U_2(t)\}$ при $\varphi = \pm\pi/2$ позволяет выделить квадратурную ($U_{\text{АП}_2} = \text{Im}_{\mathbf{U}_1}\mathbf{U}_{\text{АП}}$) и синфазную ($U_{\text{АП}_2} = \text{Re}_{\mathbf{U}_1}\mathbf{U}_{\text{АП}}$) составляющие выходного напряжения АП, одна из которых пропорциональна емкости рабочего, а другая – емкости опорного конденсаторов ПП датчика:

$$U_{\text{АП}_1} = -U_0 \frac{C_x}{C}(1+\gamma_{\text{М}}) \text{ и } U_{\text{АП}_2} = -U_0 \frac{C_0}{C}(1+\gamma_{\text{М}}). \quad (7)$$

Выходной сигнал ИЦ $Z_{\text{ВЫХ}}$, равный отношению полученных составляющих $U_{\text{АП}_1}$ и $U_{\text{АП}_2}$, определяется выражением

$$Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{АП}_2}}{U_{\text{АП}_1}} = \frac{C_0}{C_x} \quad (8)$$

и не зависит от коэффициента усиления операционного усилителя У и от значения емкости кабеля $C_{\text{К}_3}$, а следовательно, и от его типа и длины.

4.2. Одновременная дискретизация

В общем случае дискретизация напряжений в ИЦ нужна для последующего вычисления на каждой из частот тест-сигнала их амплитуды и фазы, которые несут информацию об искомых параметрах ПП датчика, а нахождение значений этих параметров осуществляется путем решения системы уравнений, состоящей из частных случаев дискретизируемых напряжений для конкретного момента времени.

Если в выражении (4) принять неизвестными только значения емкостей ПП, то для определения указанных неизвестных, а затем и выходного сигнала ИЦ необходимо составить и решить систему из двух линейных уравнений, определив мгновенные значения выходного напряжения активного преобразователя $U_{\text{АП}}(t)$ и тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в два разных момента времени, например t_1 и t_2:

$$\begin{cases} U_{\text{АП}_1} = U_{\text{АП}}(t_1) = \left[-U_1(t_1)\dfrac{C_x}{C} - U_2(t_1)\dfrac{C_0}{C}\right](1+\gamma_{\text{М}}), \\ U_{\text{АП}_2} = U_{\text{АП}}(t_2) = \left[-U_1(t_2)\dfrac{C_x}{C} - U_2(t_2)\dfrac{C_0}{C}\right](1+\gamma_{\text{М}}). \end{cases} \quad (9)$$

Решение полученной системы относительно C_x и C_0 позволяет определить функцию преобразования ИЦ $Z_{\text{ВЫХ}}$:

$$Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{C_0}{C_x} = -\frac{U_{\text{АП}}(t_2)\cdot U_1(t_1) - U_{\text{АП}}(t_1)\cdot U_1(t_2)}{U_{\text{АП}}(t_2)\cdot U_2(t_1) - U_{\text{АП}}(t_1)\cdot U_2(t_2)}. \quad (10)$$

Из полученного выражения следует, что выходной сигнал ИЦ не зависит от погрешности $\gamma_{\text{М}}$. Следует отметить, что при определении выходного сигнала ИЦ необходимо наличие трех аналого-цифровых преобразователей и обеспечение стабильности параметров тест-сигналов в течение цикла измерения. Такой вариант целесообразно использовать для упрощения требования к стабильности амплитуды тест-сигналов, когда время преобразования аналого-цифрового преобразователя и период тест-сигнала имеют значения одного порядка.

4.3. Равномерная дискретизация

В микропроцессорных ИЦ датчиков принципиального ограничения для формирования моментов времени дискретизации нет, но осуществление равномерной дискретизации существенно упрощает алгоритм управления таймером, особенно при использовании тест-сигналов сложной формы.

Если в ИЦ используются синусоидальные тест-сигналы, составляющие систему базисных функций (2), то выходное напряжение активного преобразователя описывается выражением

$$U_{\text{АП}}(t) = -\left[U_0\frac{C_x}{C}\sin\omega t + U_0\frac{C_0}{C}\sin(\omega t + \varphi)\right]\cdot(1+\gamma_{\text{М}}), \quad (11)$$

в котором все параметры тест-сигналов и значения емкостей конденсаторов ПП неизвестны.

Для определения искомых параметров необходимо составить и решить систему уравнений, предварительно определив мгновенные значения выходного сигнала АП $U_{\text{АП}_i}$ в моменты времени t_i. Число точек отсчета выходного напряжения активного преобразователя $U_{\text{АП}_i}$, а следовательно, и число уравнений в полученной системе определяется числом неизвестных параметров уравнения (11). Аналитическое решение такой системы затруднительно, а применение численных методов для ее решения требует мощного вычислительного устройства с хорошим быстродействием и большим объемом памяти, что возможно только в составе информационно-измерительных и управляющих систем. Поэтому для упрощения системы уравнений будем считать частоту ω, фазовый сдвиг φ, амплитуду тест-сигналов и емкость C известными и неизменными в течение времени измерения. Тогда для вычисления выходного сигнала ИЦ датчика необходимо найти только C_x и C_0, осуществив дискретизацию выходного напряжения активного преобразователя всего в двух точках и решив систему уравнений с двумя неизвестными:

$$\begin{cases} U_{\text{АП}_1} = -\left[U_0\frac{C_x}{C}\sin\omega(\Delta t) + U_0\frac{C_0}{C}\sin\omega(t_\varphi + \Delta t)\right](1+\gamma_{\text{М}}), \\ U_{\text{АП}_2} = -\left[U_0\frac{C_x}{C}\sin\omega(2\Delta t) + U_0\frac{C_0}{C}\sin\omega(t_\varphi + 2\Delta t)\right](1+\gamma_{\text{М}}), \end{cases} \quad (12)$$

где Δt – шаг дискретизации; $t_\varphi = \varphi/\omega$.

Решение системы уравнений (12) относительно выходного сигнала ИЦ $Z_{\text{ВЫХ}}$ в виде отношения C_0 к C_x имеет вид

$$Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{C_0}{C_x} = -\frac{U_{\text{АП}_2}\sin\omega\Delta t - U_{\text{АП}_1}\sin\omega 2\Delta t}{U_{\text{АП}_2}\sin\omega(t_\varphi + \Delta t) - U_{\text{АП}_1}\sin\omega(t_\varphi + 2\Delta t)},$$

откуда видно, что выходной сигнал ИЦ не зависит он погрешности АП $\gamma_{\text{М}}$, а следовательно, от емкости кабеля и от неидеальности ОУ.

4.4. Адаптивная дискретизация

Начало и равномерность дискретизации определяется как самим способом выделения информации из выходного напряжения АП и количеством гармоник в тест-сигналах, так и количеством преобразуемых параметров многомерных ПП датчиков, причем за время периода первой гармоники полигармонического тест-сигнала возможна совокупность участков с равномерной дискретизацией, но с разным значением ее шага $\Delta t_1 \neq \Delta t_2 \neq ... \neq \Delta t_i$.

При использовании в ИЦ синусоидальных тест-сигналов, описываемых системой (2), адаптивная дискретизация выходного напряжения АП осуществляется в моменты времени t_1 и t_2, когда одна из его составляющих равна нулю, т.е. $t_1 = n \cdot T$ и $t_2 = -\frac{\varphi}{\omega} + n \cdot T$, где $n = 0, 1, 2, \ldots$ При подстановке указанных значений t_1 и t_2 в выражение (11) получим

$$U_{\text{АП}}(t_1) = -U_0 \frac{C_0}{C}\sin(\varphi)\cdot\left(1+\gamma_{\text{М}}\right) \text{ и } U_{\text{АП}}(t_2) = -U_0 \frac{C_x}{C}\sin(-\varphi)\cdot\left(1+\gamma_{\text{М}}\right),$$

а выходной сигнал ИЦ, пропорциональный отношению емкостей опорного и рабочего конденсаторов, равен отношению полученных составляющих и не зависит ни от погрешности активного преобразователя $\gamma_{\text{М}}$, ни от значения фазового сдвига между напряжениями тест-сигналов φ, а следовательно, адаптивная дискретизация обеспечивает разделение каналов как в косоугольной, так и в прямоугольной системе координат ИЦ.

Заключение

Таким образом, в результате рассмотрения метода фазового разделения каналов ИЦ емкостных датчиков предложены классификационные признаки, позволившие систематизировать способы реализации фазового разделения каналов ИЦ. Предложенная в работе классификация не только объединяет известные способы, но и позволяет создать новые способы, удовлетворяющие заданию на проектирование.

Библиографический список

1. **Аверин, И. А.** Особенности формирования микроэлектромеханических элементов первичных преобразователей информации / И. А. Аверин, В. Е. Пауткин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 2 (30). – С. 24–32.
2. **Arbuzov, V.** Phase division channels in measuring circuits of capacitor sensors / V. Arbuzov, M. Mishina // Measurement Techniques. – 2009. – Vol. 52, № 9. – P. 965–970.

3. **Arbuzov, V. P.** System of basis functions for the measurement circuit of a sensor with temporally separated channels / V. Arbuzov, M. Mishina // Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 55, № 9. – P. 978.

References

1. Averin I. A., Pautkin V. E. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2014, no. 2 (30), pp. 24–32.
2. Arbuzov V., Mishina M. *Measurement Techniques*. 2009, vol. 52, no. 9, pp. 965–970.
3. Arbuzov V. P., Mishina M. *Measurement Techniques*. 2012, vol. 55, no. 9, p. 978.

Арбузов Виктор Петрович
доктор технических наук, профессор, кафедра автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная,40)

E-mail: arbuzov_vp@mail.ru

Arbuzov Viktor Petrovich
Doctor of engineering sciences, professor, sub-department of automation and remote control, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Мишина Марина Александровна
кандидат технических наук, инженер, кафедра автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная,40)

E-mail: marina_mishina81@mail.ru

Mishina Marina Aleksandrovna
Candidate of engineering sciences, engineer, sub-department of automation and remote control, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Белынцева Полина Николаевна
аспирант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная,40)

E-mail: pozitiv4866@yandex.ru

Belyntseva Polina Nikolaevna
Postgraduate student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.317.733

Арбузов, В. П.

Систематизация способов фазового разделения каналов измерительных цепей емкостных датчиков / В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Белынцева // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 85–95. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-7

УДК 621.391:621.396.96
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-8

Д. И. Попов

ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Аннотация.

Актуальность и цели. Объектом исследования являются цифровые системы обработки сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, осуществляющие автокомпенсацию допплеровской фазы помехи и когерентное режектирование помехи с последующим когерентно-весовым накоплением остатков режектирования. В качестве режекторного фильтра (РФ) рассматривается рекурсивный фильтр, в котором для сокращения времени переходного процесса используется перестройка его структуры путем коммутации обратных (рекурсивных) связей. Предметом исследования являются зависимости порогового отношения сигнал/(помеха+шум) цифровых систем обработки сигналов. Цель работы – оптимизация весовых коэффициентов когерентного накопителя с учетом переходных процессов в рекурсивном РФ.

Материалы и методы. Оптимизация когерентно-весового накопителя в переходном режиме выполнена на основе экстремальных свойств собственных значений матриц и выбора оптимального весового вектора, соответствующего максимальному собственному значению.

Результаты. Получены выражения для элементов корреляционных матриц на выходе РФ перестраиваемой и фиксированной структуры в переходном режиме. Корреляционные матрицы на выходе РФ являются исходными при последующей оптимизации когерентно-весового накопителя.

Выводы. Автокомпенсация допплеровской фазы помехи, перестройка структуры рекурсивного РФ, многоканальность и оптимизация когерентно-весового накопителя при необходимом динамическом диапазоне приемника позволяют обеспечить высокую эффективность обработки сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

Ключевые слова: корреляционные матрицы, методы оптимизации, перестройка структуры, переходный режим, рекурсивный режекторный фильтр, система обработки.

D. I. Popov

OPTIMIZATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING SYSTEMS

Abstract.

Background. The object of the research is the systems for digital processing of signals of moving targets at the background of clutters, performing autocompensation of the Doppler phase of a clutter and coherent rejection of a clutter followed by coherently weight accumulation of rejection residues. The rejecter filter (RF) is represented by a recursive filter, which reduces the transient time through its structuring by switching the inverse (recursive) bonds. The subject of the research is the dependences of the threshold relation signal/(clutter+noise) of digital signal processing systems. The research purpose is to optimize the weighting factors based on the coherent storage of transients in a recursive RF.

Materials and methods. Optimization of a coherent-weight drive in the transition mode was made on the basis of the extreme properties of eigenvalues of matrixes and selecting the optimal weight vector corresponding to the maximum eigenvalue.

Results. The expressions for the elements of the correlation matrix at the output of the RF tunable and fixed structures in the transitional regime were obtained. The correlation matrixes at the output of the RF are the starting point in the subsequent optimization of a coherent-weight drive.

Conclusions. Auto-compensation of the Doppler phase of a clutter, the recursive RF restructuring and optimization of a multi-channel coherent-weight drive at the required dynamic range of the receiver provide high efficiency moving target signal processing at the background of clutters.

Key words: correlation matrix, optimization methods, restructuring, transitional regime, recursive rejector filter, processing system.

Введение

Основным узлом систем обработки сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех являются режекторные фильтры (РФ) нерекурсивного или рекурсивного типа. Известными преимуществами в установившемся режиме обладают рекурсивные РФ, открывающие широкие возможности формирования требуемых характеристик и гибкого их управления [1]. Однако установившемуся режиму РФ предшествует обусловленный рекурсивными связями длительный переходный процесс. Радикальным способом ускорения переходного процесса рекурсивного РФ является перестройка его структуры путем коммутации рекурсивных связей после завершения переходного процесса в нерекурсивной части РФ. В работе [2] проведен анализ цифровых систем обработки сигналов на фоне пассивных помех в переходном режиме. При этом рассматривались системы с некогерентным накоплением остатков когерентного режектирования, осуществляемого рекурсивным РФ перестраиваемой структуры. Для повышения эффективности обработки следует использовать весовое когерентное накопление, которое является частотно-избирательным. Характеристики весового когерентного накопителя зависят от выбора его параметров и существенно влияют на эффективность обработки. В связи с изложенным актуальна задача оптимизации систем когерентно-весовой обработки сигналов с рекурсивными РФ.

1. Структурная схема системы обработки сигналов

Рассмотрим обработку последовательности N цифровых кодов комплексных отсчетов $U_j = x_j + \mathrm{i}\, y_j$ ($j = \overline{1, N}$) в радиолокаторе с дискретным сканированием антенного луча. В этом случае начало обрабатываемой последовательности является известным, что позволяет наиболее просто реализовать перестройку структуры рекурсивного РФ [2], а также упростить построение когерентно-весового накопителя. Для эффективного режектирования помехи необходимо осуществить компенсацию ее допплеровского сдвига фазы, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокационной системы. В работе [3] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов допплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью [4–7].

Структурная схема цифровой системы когерентной обработки сигналов приведена на рис. 1, где АК – автокомпенсатор допплеровского сдвига фазы пассивной помехи [3–7], РФ – режекторный фильтр рекурсивного типа m-го

порядка (причем $m < N$) перестраиваемой путем коммутации обратных связей (ОС) структуры в соответствии с рис. 1 работы [2], БП – блок переключения весовых коэффициентов $h_k^{(l)}$ l-го канала накопителя, БУ – блок управления, Σ – сумматор, ЗУ$_T$ – запоминающее на период повторения T устройство, К – коммутатор, БО – блок объединения (суммирования) квадратов проекций, ПУ – пороговое устройство.

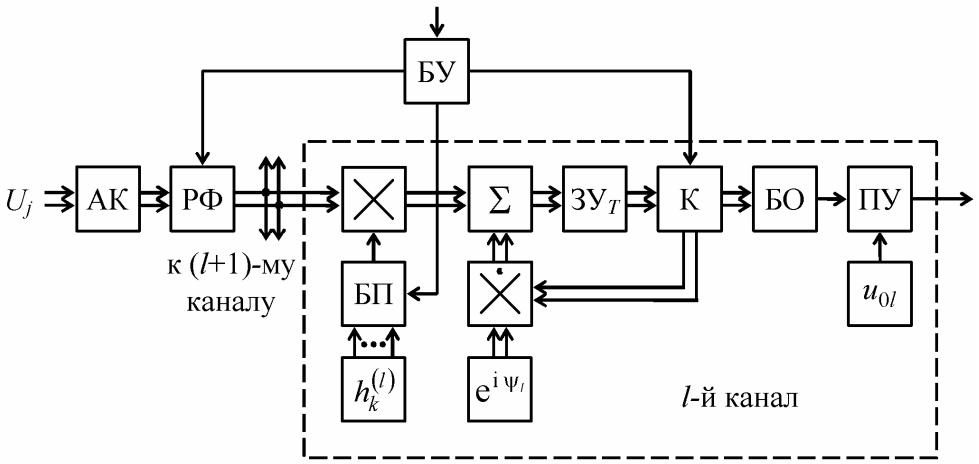


Рис. 1. Структурная схема системы обработки сигналов

При неизвестном допплеровском сдвиге фазы сигнала φ_c за период повторения T или $\theta = \varphi_c - \varphi_п$ (с учетом автокомпенсации доплеровского сдвига фазы помехи $\varphi_п$) когерентный накопитель является многоканальным. При дискретном сканировании антенного луча выходные отсчеты РФ в каждом канале вначале взвешиваются коэффициентами $h_k^{(l)}$, поочередно коммутируемыми БП в каждом периоде повторения к входу весового блока (×) по командам БУ [8]. С помощью задержанной на период повторения T ОС взвешенные отсчеты в сумматоре (Σ) когерентно накапливаются с учетом настройки каждого канала, реализуемой при комплексном перемножении ($\dot{\times}$) задержанных отсчетов с величиной $e^{i\psi_l}$, где $\psi_l = 2\pi l / (N - m) - \pi$, $l = \overline{1, N - m}$. После перемещения антенного луча в новое положение БУ коммутирует выход накопителя, переключая через коммутатор К выход ЗУ$_T$ к входу БО, в котором вычисляются квадраты огибающих весовых сумм в каждом элементе разрешения по дальности. По результатам сравнения данных величин с пороговым уровнем u_{0l} выносится решение об обнаружении сигнала от цели.

Характеристики обнаружения для одного канала рассматриваемой системы обработки при гауссовских флюктуирующих сигнале и помехе описываются известным выражением

$$D_l(q, \theta) = F^{1/[1+q\mu_l(\theta)]},$$

где $D_l(\cdot)$ – вероятность правильного обнаружения в l-м канале; q – отношение сигнал/(помеха+шум) на входе системы обработки; F – вероятность ложной тревоги; $\mu_l(\theta)$ – выигрыш в отношении сигнал/(помеха+шум) в l-м канале.

Оптимизация системы обработки сводится к максимизации выигрыша в отношении сигнал/(помеха+шум), однозначно связанного монотонной зависимостью с вероятностью правильного обнаружения. Для определения данного выигрыша вначале рассмотрим прохождение сигнала и помехи с шумом через РФ.

2. Анализ прохождения сигнала и помехи через РФ

Результаты прохождения сигнала и помехи с шумом через РФ описываются соответствующими выходными корреляционными матрицами. С учетом автокомпенсации допплеровского сдвига фазы помехи выходные величины РФ перестраиваемой структуры аналогично работе [2] представим в виде

$$X_j = \sum_{l=1}^{N} G_{jl}^{(2)} \sum_{r=1}^{N} G_{lr}^{(1)} U_{j-r}\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}(j-r)\hat{\varphi}_{\text{п}}},$$

где $G_{lr}^{(1)}$, $G_{jl}^{(2)}$ – элементы квадратных матриц режекции верхней треугольной формы, определяемые соответственно для нерекурсивной части РФ весовыми коэффициентами a_k, $k=\overline{0,m}$, ($G_{lr}^{(1)} = a_{r-l}$, причем $a_{r-l}=0$ при $r<l$) и для рекурсивной части – коэффициентами импульсной характеристики g_k ($G_{jl}^{(2)} = g_{l-j}$ при $j,l>m$ и с учетом коммутации $G_{jl}^{(2)}=0$ при $j,l\le m$, причем $g_{l-j}=0$ при $l<j$) [2].

Отсчеты X_j поступают на выход РФ после коммутации ОС, что приводит к образованию $(N-m)$-мерного вектор-столбца $\mathbf{X}=\{X_j\}^{\mathrm{T}}$, $j=\overline{1,N-m}$; соответствующего переходному режиму РФ и описываемого переходной корреляционной матрицей $\mathbf{B}=\overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^{*\mathrm{T}}}/2\sigma^2$ порядка $(N-m)\times(N-m)$. Тогда для элементов корреляционной матрицы сигнала $\mathbf{B}_{\text{с}}$ найдем

$$B_{jk}^{\text{с}} = \frac{1}{2\sigma_{\text{с}}^2}\overline{X_j X_k^*} = \left\{ \sum_{l,p=1}^{N} G_{jl}^{(2)} G_{kp}^{(2)} \sum_{r,s=1}^{N} G_{lr}^{(1)} G_{ps}^{(1)} \rho_{j-r,k-s}^{\text{с}} \times \right.$$

$$\left. \times \overline{\exp\{-i[(r-s)(\varphi_{\text{с}}-\hat{\varphi}_{\text{п}})+(j-k)\hat{\varphi}_{\text{п}}]\}} \right\} e^{i(j-k)\varphi_c},$$

где $\sigma_{\text{с}}^2$, $\rho_{jk}^{\text{с}}$ – соответственно дисперсия и коэффициенты межпериодной корреляции сигнала.

Учитывая асимптотическую нормальность распределения оценки $\hat{\varphi}_{\text{п}}$ со средним $\varphi_{\text{п}}$ и дисперсией $\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{п}}}$ [3], после соответствующих вычислений получим:

$$\overline{\exp\{-i[(r-s)(\varphi_{\text{с}}-\hat{\varphi}_{\text{п}})+(j-k)\hat{\varphi}_{\text{п}}]\}}=$$

$$=\exp\{-i[(r-s)(\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}})+(j-k)\varphi_{\text{п}}]\}\exp\left[-(j-k-r+s)^2\sigma^2_{\hat{\varphi}_n}/2\right].$$

Тогда с учетом $\varphi_{\text{с}}-\varphi_{\text{п}}=\theta$ окончательно имеем

$$B^{\text{с}}_{jk}=\left\{\sum_{l,p=1}^{N}G^{(2)}_{jl}G^{(2)}_{kp}\sum_{r,s=1}^{N}G^{(1)}_{lr}G^{(1)}_{ps}\rho^{\text{с}}_{j-r,k-s}\times\right.$$

$$\left.\times\cos[(r-s)\theta]\exp[-(j-k-r+s)^2\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{п}}}/2]\right\}e^{i(j-k)\theta}.$$

Аналогичным образом определяются нормированные по отношению к суммарной дисперсии пассивной помехи и собственного шума $\sigma^2_{\text{пш}}=\sigma^2_{\text{п}}+\sigma^2_{\text{ш}}$ элементы переходной корреляционной матрицы $\mathbf{B}_{\text{пш}}$ помехи и шума на выходе РФ:

$$B^{\text{пш}}_{jk}=\frac{1}{1+\lambda}\sum_{l,p=1}^{N}G^{(2)}_{jl}G^{(2)}_{kp}\sum_{r,s=1}^{N}G^{(1)}_{lr}G^{(1)}_{ps}\times$$

$$\times\left(\rho^{\text{п}}_{j-r,k-s}+\lambda\delta_{j-r,k-s}\right)\exp\left[-(j-k-r+s)^2\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{п}}}/2\right],$$

где $\lambda=\sigma^2_{\text{ш}}/\sigma^2_{\text{п}}$ – отношение шум/помеха; $\rho^{\text{п}}_{jk}$ – коэффициенты межпериодной корреляции помехи; δ_{jk} – символ Кронекера.

Обработка в рекурсивном РФ фиксированной структуры в переходном режиме также описывается матрицей режекции треугольной формы, элементы которой G_{jk} (в работе [2] обозначены H_{jk}) определяются соответствующими коэффициентами импульсной характеристики [2]. При этом элементы переходной корреляционной матрицы имеют вид

$$B_{jk}=\frac{1}{1+\lambda}\left\{\sum_{l,p=1}^{N}G_{jl}G_{kp}(\rho_{j-l,k-p}+\lambda\delta_{j-l,k-p})\times\right.$$

$$\left.\times\cos[(l-p)\theta]\exp\left[-(j-k-l+p)^2\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{п}}}/2\right]\right\}e^{i(j-k)\theta},$$

где в зависимости от выбора коэффициентов ρ_{jk} определяются элементы матриц сигнала или помехи и шума, причем в случае сигнала $\lambda=0$, а в случае помехи и шума $\theta=0$.

Заметим, что ошибки квантования по уровню, обусловленные конечной длиной разрядной сетки цифровых устройств, могут быть учтены аналогично [2] введением в элементы матриц $\mathbf{B}$ дискретных шумов квантования и округления.

3. Оптимизация когерентно-весового накопителя

В результате когерентно-весового накопления выходных величин РФ X_k на выходе l-го канала имеем

$$Y_l = \sum_{k=1}^{N-m} X_k H_k^{(l)*} = \mathbf{X}^{\mathrm{T}} \mathbf{H}_l^*,$$

где $\mathbf{H}_l = \left\{ H_k^{(l)} \right\}^{\mathrm{T}}$ – $(N-m)$-мерный вектор-столбец комплексных весовых коэффициентов l-го канала накопителя, причем $H_k^{(l)} = h_k^{(l)} e^{i(k-1)\psi_l}$, $k, l = \overline{1, N-m}$.

При нулевом математическом ожидании процессов на входе РФ для дисперсии величины Y_l получим

$$\sigma_Y^2 = \overline{Y_l Y_l^*} / 2 = \overline{(\mathbf{X}^{\mathrm{T}} \mathbf{H}_l^*)(\mathbf{X}^{*\mathrm{T}} \mathbf{H}_l)} / 2 = \mathbf{H}_l^{*\mathrm{T}} \overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^{*\mathrm{T}}} \mathbf{H}_l / 2.$$

Вычисляя дисперсии раздельно для сигнала и для помехи с шумом, а также учитывая выражения для элементов матриц $\mathbf{B}_{\text{с}}$ и $\mathbf{B}_{\text{пш}}$, найдем выигрыш в отношении сигнал/(помеха+шум) на выходе линейной части l-го канала:

$$\mu_l(\theta) = (\sigma_Y^2 / \sigma^2)_{\text{с}} / (\sigma_Y^2 / \sigma^2)_{\text{пш}} = \mathbf{H}_l^{*\mathrm{T}} \mathbf{B}_{\text{с}} \mathbf{H}_l / \mathbf{H}_l^{*\mathrm{T}} \mathbf{B}_{\text{пш}} \mathbf{H}_l.$$

Предельная эффективность достигается при настройке накопителя на допплеровскую фазу сигнала, т.е. при $\psi_l = \theta$. Тогда

$$\mu(\theta) = \mathbf{H}^{\mathrm{T}} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}} \mathbf{H} / \mathbf{H}^{\mathrm{T}} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}} \mathbf{H},$$

где $\mathbf{H} = \{h_k\}^{\mathrm{T}}$ – вектор-столбец действительных весовых коэффициентов накопителя, а элементы матриц $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}}$ и $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}}$ имеют вид

$$\tilde{B}_{jk}^{\text{с}} = \left| B_{jk}^{\text{с}} \right| \text{ и } \tilde{B}_{jk}^{\text{пш}} = B_{jk}^{\text{пш}} \cos[(j-k)\theta].$$

Выражение для $\mu(\theta)$ преобразуется к виду

$$\tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}} \mathbf{H} = \mu(\theta) \tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}} \mathbf{H} \text{ или } \tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}}^{-1} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}} \mathbf{H} = \mu(\theta) \mathbf{H}.$$

Из последнего уравнения следует, что умножение вектора $\mathbf{H}$ на матрицу $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}}^{-1} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}}$ приводит к его удлинению в $\mu(\theta)$ раз. Следовательно, вектор $\mathbf{H}$ является собственным вектором, а множитель $\mu(\theta)$ собственным значением

матрицы $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}}^{-1}\tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}}$ [9]. При этом оптимальный вектор $\mathbf{H}$ соответствует максимальному собственному значению $\mu(\theta)$, которое определяется из характеристического уравнения

$$\det\left\{\tilde{\mathbf{B}}_{\text{пш}}^{-1}\tilde{\mathbf{B}}_{\text{с}} - \mu(\theta)\mathbf{I}\right\} = 0,$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

Из приведенного выше уравнения для характеристик обнаружения теперь нетрудно найти зависимость порогового отношения сигнал/(помеха+шум):

$$q(\theta) = \frac{1}{\mu(\theta)}\left(\frac{\log F}{\log D} - 1\right).$$

4. Результаты оптимизации

Рассмотрим результаты оптимизации цифровой системы обработки (рис. 1) с рекурсивным РФ чебышевского типа при $m = 2$, что соответствует коэффициентам прямых связей $a_0 = a_2 = 1$, $a_1 = -2$. Погрешности автокомпенсации полагаем несущественными, т.е. $\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{п}}} \approx 0$. На рис. 2 приведены зависимости $q(\theta)$ при $D = 0{,}9$, $F = 10^{-3}$, $N = 10$, совместных флуктуациях сигнала ($\rho^{\text{с}}_{jk} = 1$), $\lambda = 10^{-6}$ и нормированной ширине гауссовского спектра помехи $\beta_{\text{п}} = \Delta f_{\text{п}} T = 0{,}1$. Кривая *1* соответствует угловой частоте среза полосы пропускания РФ $\theta_{\text{с}} = \omega_{\text{с}} T = 0{,}5\pi$ и весовым коэффициентам ОС $b_1 = -0{,}25$, $b_2 = -0{,}5$; кривая *2* – $\theta_{\text{с}} = 0{,}6\pi$ и $b_1 = -0{,}75$, $b_2 = -0{,}5$. Штриховая кривая соответствует системе с РФ фиксированной структуры и $\theta_{\text{с}} = 0{,}5\pi$. Данная кривая свидетельствует о существенных потерях в эффективности, обусловленных длительным переходным процессом в рекурсивном РФ фиксированной структуры.

Перестройка структуры РФ (кривая *1*) приводит при $\theta = (0{,}5...0{,}75)\pi$ к выигрышам в эффективности от 9 до 12,5 дБ. Как видим, обусловленное наличием и отсутствием перестройки структуры РФ различие в эффективности рассматриваемой системы меньше, чем в системе с некогерентным накоплением [2], что объясняется частотной избирательностью когерентно-весового накопителя, осуществляющего дополнительное подавление нестационарных остатков помехи.

Сравнение кривых *1* и *2* показывает, что расширение полосы пропускания РФ $\Delta\theta = 2(\pi - \theta_{\text{с}})$ приводит к выигрышам в эффективности до 8 дБ. Следует отметить, что рассматриваемая система когерентной обработки по отношению к системе с некогерентным накоплением [2] выигрывает в величине порогового отношения сигнал/(помеха+шум) q при $\theta = \pi$ и прочих равных условиях более 20 дБ. Платой за столь существенные выигрыши является усложнение системы, обусловленное многоканальностью когерентно-весового накопителя.

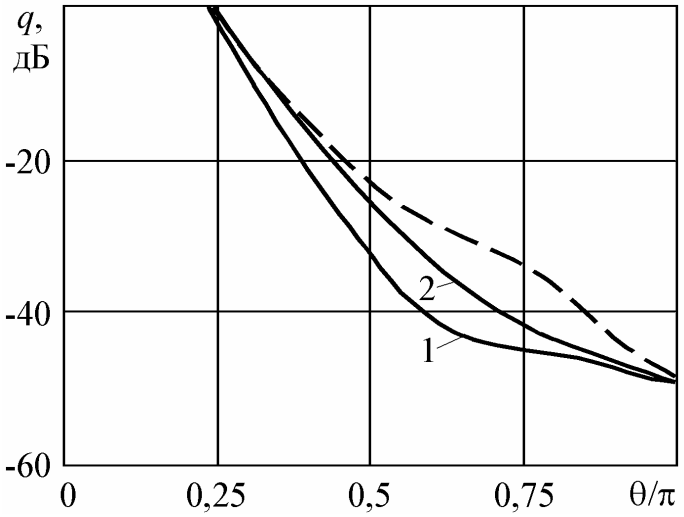


Рис. 2. Зависимости порогового отношения сигнал/(помеха+шум) от допплеровского сдвига фазы

Интегральный критерий эффективности дают усредненные по величине θ в допплеровском интервале однозначности $[-\pi, \pi]$ характеристики обнаружения:

$$D(q) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} D(q,\theta)d\theta = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} D(q,\theta)d\theta .$$

На рис. 3 приведены соответствующие усредненным характеристикам обнаружения зависимости порогового отношения q от параметра помехи $\beta_п$ при различных λ для $\theta_c = 0{,}5\pi$ и прежних значениях остальных параметров (D, F, N). Как видим, эффективность системы существенно зависит не только от параметров спектра помехи, но и от величины λ, обратно пропорциональной динамическому диапазону помехи (λ^{-1}) по отношению к уровню шума. Следовательно, для достижения высокой эффективности обработки необходимо сохранять в приемнике исходный динамический диапазон помехи, что предъявляет соответствующие требования к динамическому диапазону приемного тракта.

Заключение

Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех предполагает использование соответствующих методов ее преодоления. Одним из таких методов является адаптация весовых коэффициентов когерентного накопителя, для реализации которой необходимо аналогично работе [10] ввести в систему обработки (рис. 1) блоки оценивания неизвестных параметров помехи и выбора оптимальных весовых коэффициентов. Наряду с выигрышами в эффективности полная адаптация приводит к некоторым потерям, обусловленным погрешностями оценивания параметров помехи.

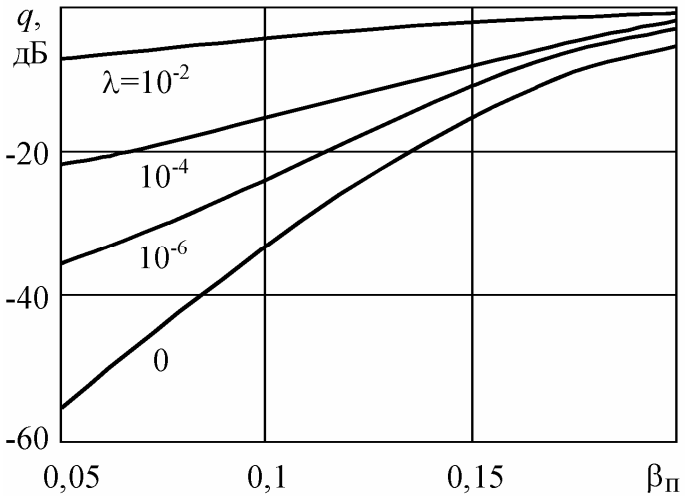


Рис. 3. Зависимости порогового отношения сигнал/(помеха+шум) от параметра помехи

Другим методом преодоления априорной неопределенности является оптимизация весовых коэффициентов в заданном интервале изменения параметров помехи при адаптации только к допплеровскому сдвигу фазы помехи, реализуемой в АК. При оптимизации по принципу минимакса [10] наибольшие потери в эффективности возникают на границах интервала изменения параметров помехи и составляют единицы децибел в зависимости от величины данного интервала. При этом дополнения и изменения предложенной системы обработки (рис. 1) не требуются.

Таким образом, автокомпенсация допплеровского сдвига фазы помехи, перестройка структуры рекурсивного РФ, многоканальность и оптимизация когерентно-весового накопителя при необходимом динамическом диапазоне приемника позволяют обеспечить высокую эффективность обработки сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех.

Библиографический список

1. Radar Handbook / ed. by M. I. Skolnik. – 3rd ed. – New York : McGraw–Hill, 2008. – 1352 p.
2. **Попов, Д. И.** Анализ цифровых систем обработки сигналов / Д. И. Попов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2016. – № 2 (38). – С. 83–92.
3. **Попов, Д. И.** Автокомпенсация допплеровской фазы пассивных помех / Д. И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30–33.
4. А.с. 711849 СССР, МПК^6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Попов Д. И. ; заявл. 25.11.1977 ; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 10 с.
5. А.с. 875960 СССР, МПК^6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Попов Д. И. ; заявл. 07.01.1980 ; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.
6. А.с. 1015757 СССР, МПК^6 G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Попов Д. И. ; заявл. 05.12.1977 ; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
7. А.с. 1098399 СССР, МПК^6 G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Попов Д. И. ; заявл. 12.06.1981 ; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.

8. А.с. 633353 СССР, МПК^6 G 01 S 7/292. Устройство цифровой когерентной обработки сигналов / Попов Д. И. ; заявл. 12.07.1976 ; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 9 с.
9. **Гантмахер, Ф. Р.** Теория матриц / Ф. Р. Гантмахер. – М. : Наука, 1988. – 552 с.
10. **Попов Д. И.** Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами / Д. И. Попов // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28, № 12. – С. 2373–2380.

References

1. *Radar Handbook*. Ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. New York: McGraw–Hill, 2008, 1352 p.
2. Popov D. I. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2016, no. 2 (38), pp. 83–92.
3. Popov D. I. *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing]. 2009, no. 2, p. 30–33.
4. A.s. 711849 SSSR, MPK6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. *Ustroystvo dlya podavleniya passivnykh pomekh* [A device for clutter suppression]. Popov D. I. Appl. 25.11.1977; publ. 27.11.1998, bull. no. 33, 10 p.
5. A.s. 875960 SSSR, MPK6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. *Ustroystvo dlya podavleniya passivnykh pomekh* [A device for clutter suppression]. Popov D. I. Appl. 07.01.1980; publ. 27.11.1998, bull. no. 33, 11 p.
6. A.s. 1015757 SSSR, MPK6 G 01 S 7/36. *Ustroystvo podavleniya passivnykh pomekh* [A device for clutter suppression]. Popov D. I. Appl. 05.12.1977; publ. 27.11.1998, bull. no. 33, 12 p.
7. A.s. 1098399 SSSR, MPK6 G 01 S 7/36. *Ustroystvo adaptivnoy rezhektsii passivnykh pomekh* [A device for adaptive clutter rejection]. Popov D. I. Appl. 12.06.1981; publ. 20.12.1998, bull. no. 35, 16 p.
8. A.s. 633353 SSSR, MPK6 G 01 S 7/292. *Ustroystvo tsifrovoy kogerentnoy obrabotki signalov* [A device for digital coherent signal processing]. Popov D. I. Appl. 12.07.1976; publ. 27.11.1998, bull. no. 33, 9 p.
9. Gantmakher F. R. *Teoriya matrits* [The matrix theory]. Moscow: Nauka, 1988, 552 p.
10. Popov D. I. *Radiotekhnika i elektronika* [Radio engineering and electronics]. 1983, vol. 28, no. 12, pp. 2373–2380.

Попов Дмитрий Иванович
доктор технических наук, профессор, кафедра радиотехнических систем, Рязанский государственный радиотехнический университет (Россия, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1)

Popov Dmitriy Ivanovich
Doctor of engineering sciences, professor, sub-department of radio engineering systems, Ryazan State Radio Engineering University (59/1 Gagarina street, Ryazan, Russia)

E-mail: adop@mail.ru

УДК 621.391:621.396.96

Попов, Д. И.

Оптимизация цифровых систем обработки сигналов / Д. И. Попов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 96–105. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-8

УДК 681.586.773: 519.8
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-9

И. В. Бойков, М. А. Щербаков,
Н. П. Кривулин, В. В. Кикот, В. П. Маланин

К ВОПРОСУ О СИНТЕЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ АКУСТИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ[1]

Аннотация.

Актуальность и цели. Объектом исследования являются пьезоэлектрические датчики акустического давления. Предметом исследования является моделирование пьезоэлектрических датчиков, функционирующих при термоударном воздействии рабочей среды с температурой минус 180 °С. Цель – создание математической модели процесса эксплуатации датчика.

Материалы и методы. При построении математической модели датчика, функционирующего при термоударе, использованы методы обобщенного операционного исчисления.

Результаты. Предложена математическая модель процесса эксплуатации пьезоэлектрических датчиков в условиях термоударного воздействия рабочей среды. Сравнение результатов натурного эксперимента и математического моделирования подтвердили эффективность применения предлагаемой модели.

Выводы. Полученные результаты могут быть использованы при разработке пьезоэлектрических датчиков для эксплуатации при нестационарной температуре рабочей среды и термоударных воздействиях.

Ключевые слова: пьезоэлектрический датчик, акустическое давление, термоударное воздействие, математическая модель, импульсная переходная функция.

I. V. Boykov, M. A. Shcherbakov,
N. P. Krivulin, V. V. Kikot, V. P. Malanin

ON THE ISSUE OF SYNTHESIS OF MATHEMATICAL MODELS OF PIEZOELECTRIC ACOUSTIC PRESSURE SENSORS

Abstract.

Background. The object of the study is piezoelectric acoustic pressure sensors. The subject of the research is the modeling of piezoelectric sensors operating under a thermal shock effect of the working environment with the temperature of minus 180 degrees Celsius. The aim is to create a mathematical model of the sensor operation.

Methods. At construction of the mathematical model the authors used the methods of generalized operational calculus.

Results. The article offers the mathematical model of piezoelectric transducero peration in conditions of the thermal impact of the working environment. A comparison of the results of a field experiment and mathematical modeling confirms the efficiency of the proposed model.

[1] Работа поддержана РФФИ – грант 16-01-00594.

Conclusions. The results can be used in the development of piezoelectric sensors intended for operation at non-stationary temperatures of the working environment and under thermal shock effects.

Key words: piezoelectric sensor, acoustic pressure, thermal shock, mathematical model, impulse response function.

Введение

Согласно нормативно-техническим требованиям дополнительная температурная погрешность пьезоэлектрических датчиков акустического давления (пьезодатчиков) характеризуется отклонением значения коэффициента преобразования измеряемого акустического давления в выходной сигнал пьезодатчика от воздействия температуры (коэффициентом термочувствительности). В соответствии с п. 2.4.6 ОСТ 92-4527–84 в диапазоне температур от минус 180 до плюс 200 °С значение коэффициента термочувствительности должно быть в пределах от 0,6 до 1,2. Однако при эксплуатации пьезодатчиков, разработанных с использованием известных технологических и конструктивных способов, особенно в условиях термоударного воздействия рабочей среды, это требование не обеспечивается. По этой причине снижение температурной погрешности измерения акустического давления, вызванной последствиями термоударного воздействия рабочей среды, основанное на методах математического моделирования и их схемно-технических реализациях, является актуальной задачей.

При создании математических моделей используется два общеизвестных способа. Первый основан на изучении физических свойств, технических параметров пьезодатчика и построении его модели на основе законов физики [1, 2]. Второй основан на определении параметров математической модели по результатам измерений выходных сигналов при известных изменениях измеряемой величины и воздействующих факторов [3–5]. Из-за сложности (а порой и невозможности) при анализе процесса эксплуатации учесть влияние всех воздействующих факторов во многих случаях предпочтительным является второй подход, который рассмотрен в настоящей статье.

1. Постановка математической задачи

В качестве математической модели процесса эксплуатации пьезодатчика рассматривается модель вида «вход-выход» для дискретных динамических величин, которая описывается уравнением вида [5]:

$$y(k)=\sum_{l=0}^{k} g(T,k,l)x(l),\ \ k=0,1,2,..., \tag{1}$$

где $k,l=0,1,2,...$ – дискретная величина (отсчеты времени); $x(k)$, $k=0,1,2,...$ – выходной сигнал без термоударного воздействия рабочей среды; $y(k)$, $k=0,1,2,...$ – выходной сигнал при термоударном воздействии рабочей среды; $g(\mathrm{T},k,l)$, $k=0,1,2,...$, $l=0,1,2,...k$ – импульсная переходная функция при термоударном воздействии рабочей среды с температурой *T*.

Уравнение (1) связывает выходной сигнал $x(k)$, $k=0,1,2,...$, датчика в отсутствие термоудара с выходным сигналом $y(k)$, $k=0,1,2,...$, того же

датчика при термоударном воздействии. В модели (1) $x(k)$, $k = 0,1,2,...$, считается входным сигналом. Отметим, что разница между сигналами $x(k)$, $k = 0,1,2,...$, и $y(k)$, $k = 0,1,2,...$, обусловлена только температурной погрешностью, возникающей при термоударном воздействии.

В настоящей статье параметр T далее исключается, так как функционирование пьезодатчика рассматривается только при одной температуре термоударного воздействия, равной минус 180 °С, которая является наиболее характерной для процесса эксплуатации.

Требуется определить импульсную переходную функцию $g(k,l)$, $k = 0,1,2,...$, $l = 0,1,2,...k$, системы (1) по двум выходным сигналам без термоударного воздействия $x_i(k)$, $i = 1,2$; $k = 0,1,2,...$ и соответствующим им двум выходным сигналам при термоударном воздействии $y_i(k)$, $i = 1,2$; $k = 0,1,2,...$ Для этого для каждой последовательности $x_i(k)$ и $y_i(k)$ получим систему уравнений:

$$y_i\,(k) = \sum_{l=0}^{k} g(k,l)x_i(l),\ k = 0,1,2,...,\ i = 1,2. \qquad (2)$$

2. Определение импульсной переходной функции пьезодатчика

Определим импульсную переходную функцию $g(k,l)$ для пьезодатчика ДХС 525. Экспериментально определенная при неизменных пульсациях измеряемого давления 50 кПа с частотой 40–50 Гц в условиях термоударного воздействия рабочей среды с температурой минус 180 °С временная зависимость выходного сигнала пьезодатчика y_k, $k = 0,1,2,...,300$, при значениях времени $k = 0,1,2,...,300$ с представлена на рис. 1.

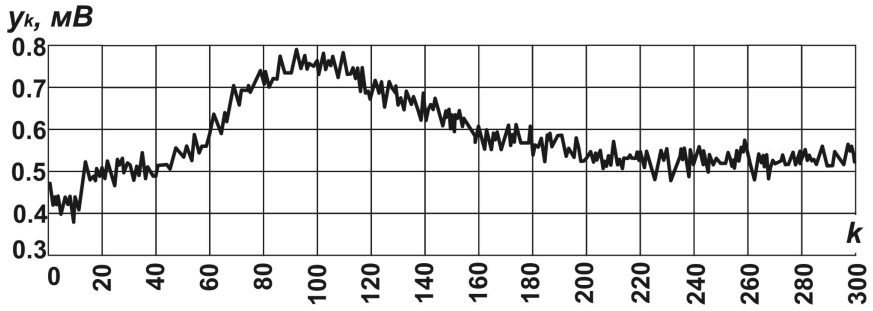


Рис. 1. Временная зависимость выходного сигнала y_k, $k = 0,1,2,...,300$, пьезодатчика ДХС 525, полученная при неизменных пульсациях измеряемого давления 50 кПа с частотой 40–50 Гц в условиях термоударного воздействия рабочей среды с температурой минус 180 °С

Для расчета импульсной переходной функции пьезодатчика $g(k,l)$ в программной среде MathCAD при воздействии известных пульсаций измеряемого давления 50 кПа с частотой 40–50 Гц в качестве выходных сигналов пьезодатчика $x_1(k), x_2(k)$ без термоударного воздействия рабочей среды при-

няты последовательности $x_1(k) = 0,5;$ $k = 2j;$ $x_2(k) = 0,5;$ $k = 2j+1;$ $j = 0,1,...,74,$ в качестве выходных сигналов пьезодатчика при термоударном воздействии рабочей среды с температурой минус 180 °С при тех же известных пульсациях измеряемого давления приняты последовательности $y_1(k) = y_{2k}$, $y_2(k) = y_{2k+1}$, $k = 0,1,2,...,74,$ где $y_1(k)$ – четные отсчеты значений, а $y_2(k)$ – нечетные отсчеты значений выходного сигнала y_k при термоударном воздействии рабочей среды (рис. 2).

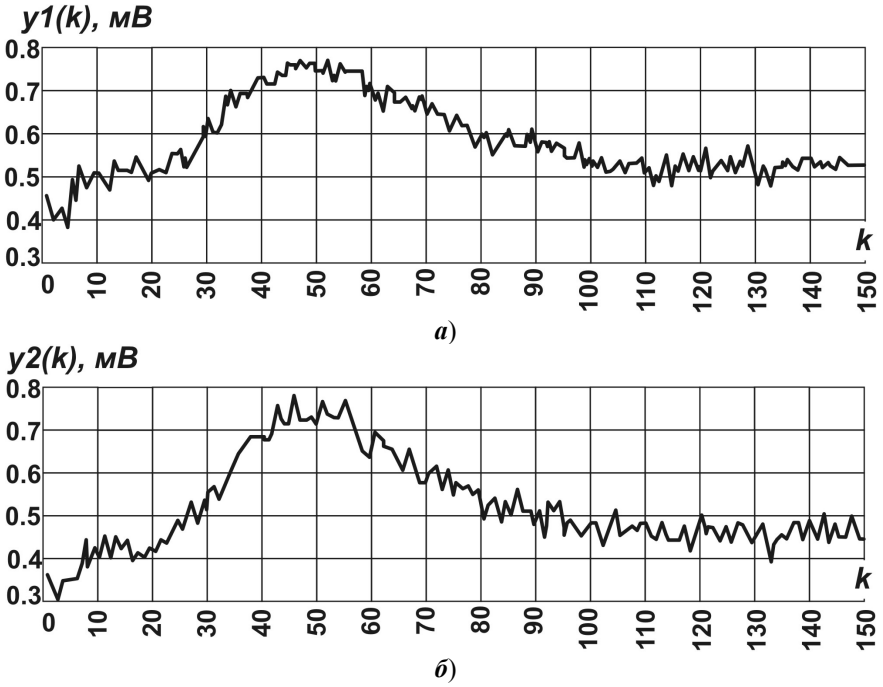


Рис. 2. Значения выходных сигналов пьезодатчика при $k = 0,1,2,...149$: ***а*** – $y_1(k)$; ***б*** – $y_2(k)$

В табл. 1 приведены рассчитанные в соответствии с [5] значения импульсной переходной функции $g(k,l)$ пьезодатчика при *k, l* = 0, 1, …, 14 для термоударного воздействия рабочей среды с температурой минус 180 °С.

В табл. 2 приведены измеренные значения выходного сигнала $y(k)$, $k = 0,1,2,...,29$ при термоударном воздействии рабочей среды и вычисленные с использованием системы (3) значения выходного сигнала $y_m(k)$, $k = 0,1,2,...,29$, причем $y_m(2k) = \hat{y}_1(k)$, $k = 01,2,...,14$ – для четных отсчетов и $y_m(2k+1) = \hat{y}_2(k)$, $k = 01,2,...,14$ – для нечетных отсчетов:

$$\begin{aligned} \hat{y}_1(k) &= \sum_{l=0}^{k} g(k,l)x_1(l), \quad k = 0,1,2...,14, \\ \hat{y}_2(k) &= \sum_{l=0}^{k} g(k,l)x_2(l), \quad k = 0,1,2...,14, \end{aligned} \tag{3}$$

где $g(k,l)$, $k=0,1,2,...,14$; $l=0,1,2,...,k$ – импульсная переходная функция, значения которой представлены в табл. 1; $x_1(k)=0.5$, $x_2(k)=0,5$, $k=0,1,2,...14$ – значения выходного сигнала без термоударного воздействия при известных (50 кПа, частота 40–50 Гц) пульсациях измеряемого давления.

Из табл. 2 видно, что максимальное отличие выходных сигналов составляет $\max\limits_{k} \varepsilon_k = 0,005$, т.е. менее 1 %, что является приемлемым значением и подтверждает эффективность применения математической модели.

3. Вычисление значений измеряемого акустического давления с использованием математической модели

При известных значениях импульсной переходной функции $g(k,l)$, $k=0,1,2,...$, $l=0,1,2,...k$, и выходного сигнала $y(k)$, $k=0,1,2,...$, математическая модель, описываемая системой (1), позволяет снизить температурную погрешность измерения, вызванную последствиями термоударного воздействия рабочей среды, путем вычисления значений выходного сигнала пьезодатчика $xv(k)$, $k=0,1,2,...$, соответствующего измеряемому акустическому давлению, с использованием решения системы (1) относительно $x(k)$, $k=0,1,2,...$ При $g(T,k,l)\neq 0$, $k=0,1,2,...$, $l=0,1,2,...k$, решение определяется по рекуррентной формуле:

$$xv(k)=\frac{1}{g(k,k)}\left(y(k)-\sum_{l=0}^{k-1} g(k,l)x(l)\right),\ k=0,1,2... \qquad (4)$$

Например, с использованием формулы (4) и данных, приведенных в табл. 1, 2, в программной среде MathCAD определены значения выходного сигнала пьезодатчика xv_k при его функционировании в течение 14 с в условиях термоударного воздействия с температурой минус 180 °С. Результаты вычислений приведены на рис. 3 и в табл. 3. Также в табл. 3 приведены отличия ε_k, $k=0,1,...,14$, значений выходного сигнала при термоударном воздействии, полученных аналитически, от значений выходного сигнала, полученных без термоударного воздействия рабочей среды.

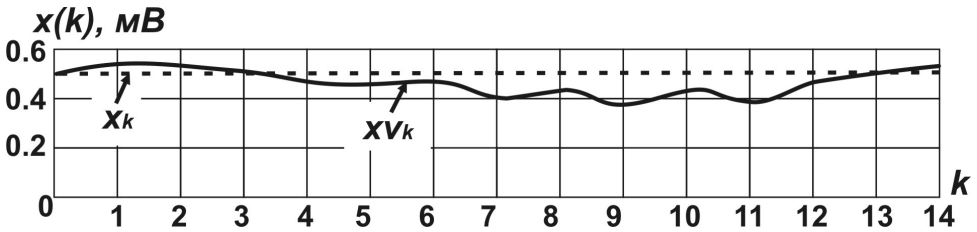


Рис. 3. Значения выходного сигнала x_k, соответствующие известным значениями пульсаций давления (40 кПа с частотой 40–50 Гц), и вычисленные по формуле (4) значения выходного сигнала xv_k в условиях термоударного воздействия рабочей среды с температурой минус 180 °С при $k=0,1,2,...14$

Таблица 1

Значения импульсной переходной функции $g(k,l)$ (k, l = 0, 1, …, 14) пьезодатчика ДХС 525

k	l														
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
2	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
3	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
4	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
5	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
6	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
7	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
8	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
9	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
10	0,000	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000	0,000
11	–0,016	0,000	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000	0,000
12	–0,062	–0,016	0,000	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000	0,000
13	0,124	–0,062	–0,016	0,000	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940	0,000
14	–0,032	0,124	–0,062	–0,016	0,000	0,062	0,000	–0,092	0,232	0,046	–0,078	0,046	–0,076	–0,062	0,940

Таблица 2

Значения выходного сигнала $y(k)$, полученные в результате эксперимента; значения выходного сигнала $y_m(k)$, рассчитанные по математической модели (1); отличие $\varepsilon_k = |y(k) - y_m(k)|$, $k = 0,1,2,...,29$, выходных сигналов, полученных при эксперименте и вычисленных с использованием модели (1)

№ стр.	k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	$y(k)$	0,470	0,470	0,424	0,439	0,401	0,401	0,439	0,424	0,439	0,385	0,439	0,408	0,455	0,524	0,516
2	$y_m(k)$	0,472	0,467	0,423	0,437	0,402	0,400	0,444	0,427	0,436	0,385	0,435	0,411	0,460	0,520	0,511
3	ε_k	0,002	0,003	0,001	0,002	0,001	0,001	0,005	0,003	0,003	0,000	0,004	0,003	0,005	0,004	0,005
4	k	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
5	$y(k)$	0,478	0,485	0,478	0,501	0,509	0,485	0,509	0,524	0,501	0,485	0,470	0,524	0,532	0,501	0,516
6	$y_m(k)$	0,477	0,481	0,474	0,497	0,505	0,489	0,510	0,526	0,501	0,480	0,468	0,526	0,535	0,498	0,514
7	ε_k	0,001	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,001	0,002	0,000	0,005	0,002	0,002	0,003	0,003	0,002

Таблица 3

Значения выходного сигнала xv_k, полученного аналитически и погрешность восстановления реального выходного сигнала $\varepsilon_k = |x(k) - xv_k|, k = 0,1,2,...,29$

№ стр.	k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1	xv_k	0,500	0,549	0,529	0,505	0,458	0,453	0,476	0,399	0,436	0,367	0,444	0,378	0,465	0,502	0,536
2	ε_k	0,0001	0,049	0,029	0,05	0,042	0,047	0,024	0,111	0,064	0,133	0,056	0,122	0,035	0,002	0,036

Из табл. 3 видно, что отличие выходных сигналов составляет $\max_k \varepsilon_k = 0{,}133\ \varepsilon_k$, т.е. менее 14 %, что является приемлемым значением и подтверждает эффективность применения математической модели при снижении температурной погрешности измерения акустического давления.

Заключение

Использование предлагаемой математической модели позволяет провести имитационное моделирование процесса эксплуатации пьезодатчика в условиях термоударного воздействия рабочей среды, а также определить значение измеряемого акустического давления. Сопоставление результатов натурного эксперимента и имитационного моделирования подтвердили эффективность использования предлагаемой математической модели.

Библиографический список

1. **Богуш, М. В.** Проектирование пьезоэлектрических датчиков на основе пространственных электротермоупругих моделей / М. В. Богуш ; под ред. А. Е. Панича. – М. : Техносфера, 2014. – 312 с.
2. **Богуш, М. В.** Влияние температуры на коэффициент преобразования пьезоэлектрических датчиков / М. В. Богуш // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2008. – № 2. – С. 26–39.
3. **Бойков, И. В.** Определение временных характеристик линейных систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Метрология. – 2012. – № 8. – С. 3–14.
4. **Бойков, И. В.** Идентификация дискретных динамических систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2014. – № 2 (30). – С. 34–48.
5. **Бойков, И. В.** Аналитические и численные методы идентификации динамических систем : моногр. / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2016. – 398 с.

References

1. Bogush M. V. *Proektirovanie p'ezoelektricheskikh datchikov na osnove prostranstvennykh elektrotermouprugikh modeley* [Design of piezoelectric sensors on the basis of thre-dimensional electrothermoelastic models]. Moscow: Tekhnosfera, 2014, 312 p.
2. Bogush M. V. *Pribory i sistemy. Upravlenie, kontrol', diagnostika* [Devices and systems. Control, monitoring, diagnostics]. 2008, no. 2, pp. 26–39.
3. Boykov I. V., Krivulin N. P. *Metrologiya* [Metrology]. 2012, no. 8, pp. 3–14.
4. Boykov I. V., Krivulin N. P. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Fiziko-matematicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Physical and mathematical sciences]. 2014, no. 2 (30), pp. 34–48.
5. Boykov I. V., Krivulin N. P. *Analiticheskie i chislennye metody identifikatsii dinamicheskikh sistem: monogr.* [Analytical and numerical methods of dynamic system identification: monograph]. Penza: Izd-vo PGU, 2016, 398 p.

Бойков Илья Владимирович
доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей и прикладной математики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: math@pnzgu.ru

Щербаков Михаил Александрович
доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: avitel@pnzgu.ru

Кривулин Николай Петрович
кандидат технических наук, доцент, кафедра высшей и прикладной математики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: krivulin@bk.ru

Кикот Виктор Викторович
аспирант, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: inbox@post.su

Маланин Владимир Павлович
кандидат технических наук, доцент, кафедра автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет (Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)

E-mail: malanin48@yandex.ru

Boykov Il'ya Vladimirovich
Doctor of physical and mathematical sciences, professor, head of sub-department of higher and applied mathematics, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Shcherbakov Mikhail Aleksandrovich
Doctor of engineering sciences, professor, head of sub-department of automation and remote control, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Krivulin Nikolay Petrovich
Candidate of engineering sciences, associate professor, sub-department of higher and applied mathematics, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Kikot Viktor Viktorovich
Postgraduate student, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Malanin Vladimir Pavlovich
Candidate of engineering science, associate professor, sub-department of automation and remote control, Penza State University (40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.586.773: 519.8

К вопросу о синтезе математических моделей пьезоэлектрических датчиков акустического давления / И. В. Бойков, М. А. Щербаков, Н. П. Кривулин, В. В. Кикот, В. П. Маланин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 106–114. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-9

УДК 669-194.2
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-10

С. Б. Гаманюк, Д. В. Руцкий, Н. А. Зюбан, М. В. Кириличев

ИССЛЕДОВАНИЯ ЗАГРЯЗНЕННОСТИ НЕМЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ВКЛЮЧЕНИЯМИ КРУПНЫХ СЛИТКОВ МАССОЙ 24,2 ТОННЫ СТАЛИ 38ХН3МФА[1]

Аннотация.

Актуальность и цели. Образование неметаллических включений неразрывно связано с процессом кристаллизации расплава, и в зависимости от этой связи происходит формирование величины зерна, структуры, и, соответственно, формируется поле упругой и пластической деформации, определяющее свойства и обрабатываемость получаемого изделия. Целью данной работы являлось проведение исследований по изучению влияния изменения геометрических параметров крупного слитка на загрязненность металла неметаллическими включениями по высоте и сечению.

Материалы и методы. Объектами исследования являлись два слитка спокойной стали 38ХН3МФА массой 24,2 т (слиток обычной геометрии) и 22,5 т (слиток с вогнутой донной частью). Идентификация неметаллических включений проводилась металлографическим методом. Оценку загрязненности стали неметаллическими включениями производили под микроскопом МЕТАМ-РВ-23 на нетравленых шлифах с использованием метода Л (ГОСТ 1778–70).

Результаты и выводы. Результаты исследований показали, что общей закономерностью распределения сульфидов и оксисульфидов является наличие определенной взаимосвязи между индексами загрязненности сульфидов и оксисульфидов по высоте слитка. Неметаллические включения представляют собой сложные оксидные включения марганца, кремния, ванадия, хрома, алюминия, а также сульфидные и оксисульфидные включения. Применение «выпуклого» поддона обеспечивает ускорение кристаллизационных процессов в нижней части слитка и способствует равномерному распределению неметаллических включений по высоте и сечению слитка, уменьшению среднего размера включений, снижению индекса загрязненности, что оказывает положительное влияние на технологические свойства стали.

Ключевые слова: неметаллические включения, прочностные и пластические свойства, крупный слиток, кристаллизация, оксиды, сульфиды, оксисульфиды.

S. B. Gamanyuk, D. V. Rutskiy, N. A. Zyuban, M. V. Kirilichev

A RESEARCH OF IMPURITY WITH NONMETALLIC INCLUSIONS IN LARGE INGOTS OF 38ХН3МФА STEEL WEIGHING 24,2 TONS

[1] Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-38-60007 мол_а_дк.

Abstract.

Background. Formation of nonmetallic inclusions is directly connected with melt crystallization. This connection influences formation of grain sizes and structure. Correspondigly, there is formed a field of elastic and plastic deformation that determines features and processability of manufactured products. The goal of the present work is to study the influence of changes in geometric parameters of a large ingot on the metal impurity with nonmetallic inclusions by height and section.

Materials and methods. The research objects were two ingots of 38ХН3МФА killed steel weighing 24,2 tons (an ingot of regular geometry) and 22,5 tons (an ingot with concave bottom). Nonmetallic inclusions were identified by the metallographic method. The degree of impurity with nonmetallic inclusions was estimated under a METAM-PB-23 microscope on neutral sections using the L method (State Standard 1778-70).

Results and conclusions. The research results show that the general distribution regularity of sulfides and oxysulfides is the presence of a certain interconnection between the indices of impurity with sulfides and oxysulfides by ingot's height. Nonmetallic inclusions are complex oxide inclusions of manganese, chromium, aluminum, as well as sulfide and oxysulfide inclusions. The use of a concave bottom plate intensifies crystallization processes in the ingot's bottom part and promotes uniform distribution of nonmetallic inclusions by ingot's height and section, decrease of the average size of inclusions, which positively influences technological properties of steel.

Key words: nonmetallic inclusions, strength and plastic properties, large ingot, crystallization, sulfides, oxysulfides.

Введение

Получение крупных поковок с равномерным химическим составом для изделий энергетического машиностроения является важной, актуальной задачей в связи с необходимостью получения стабильных свойств по объему крупногабаритных изделий агрегатов большой единичной мощности.

Образование неметаллических включений неразрывно связано с процессом кристаллизации расплава, и в зависимости от этой связи происходит формирование величины зерна, структуры, и, соответственно, формируется поле упругой и пластической деформации, определяющее свойства и обрабатываемость получаемого изделия.

Преимущественное влияние на механические свойства стальных изделий оказывает сера. Это связано с тем, что выделяющаяся из металла сульфидная фаза нарушает сплошность металлической матрицы [1, 2]. Степень проявления негативного воздействия серы в первую очередь зависит от вида и формы неметаллических включений, образующихся с ее участием. Как известно, эти включения могут быть представлены как сульфидами, так и оксисульфидами в зависимости от физико-химических особенностей состояния расплава в момент образования включений.

Особенности образования оксидных, сульфидных и оксисульфидных включений находятся между собой в тесной взаимосвязи, и в зависимости от их количественного соотношения уровень пластических характеристик в различных частях готового изделия может существенно изменяться. Поэтому исследование морфологии и распределения включений в объеме слитка представляет собой важную задачу, решение которой позволяет управлять формообразованием сульфидов и оксисульфидов и гарантировать необходимый за-

пас надежности в процессе эксплуатации получаемых из слитков ответственных изделий.

1. Методика и материалы исследования

Объектами исследования являлись два слитка спокойной стали 38ХН3МФА массой 24,2 т (слиток обычной геометрии) и 22,5 т (слиток с вогнутой донной частью), отлитые на ПО «Баррикады». Сталь для отливки слитков выплавлялась в основных электродуговых печах ДСП-12 по стандартной технологии двухшлаковым процессом с окончательным раскислением силикокальцием в ковше [3].

Химический состав плавок и некоторые параметры отливки слитков приведены в табл. 1 [3]. По данным этой таблицы видно, что режимы отливки обычного слитка и слитка с выпуклым поддоном практически одинаковы.

Таблица 1

Химический состав ковшовой пробы
стали 38ХН3МФА и параметры отливки слитков

Вес слитка, т	Содержание элемента, %									Температура, °С		Время отливки, мин	
	C	Mn	Si	S	P	Cr	Ni	Mo	V	перед раскислением	перед выпуском	тела	прибыли
24,2	0,39	0,39	0,30	0,012	0,014	1,30	3,13	0,40	0,12	1680	1650	6,3	4,0
22,5	0,38	0,38	0,34	0,015	0,015	1,28	3,12	0,37	0,16	1650	1630	6,0	5,2

Шлифы отбирали по высоте и сечению на шести горизонтах слитка обычной геометрии и четырех горизонтах слитка с вогнутой донной частью.

Схема отбора образцов (шлифов) по высоте и сечению с различных горизонтов исследуемых слитков представлена на рис. 1.

Идентификация неметаллических включений проводилась металлографическим методом [4]. Оценку загрязненности стали неметаллическими включениями производили под микроскопом МЕТАМ-РВ-23 на нетравленных шлифах с использованием метода Л (ГОСТ 1778–70).

Оценивали общее количество включений, отдельно встречающиеся виды включений, их форму, цвет, взаимное расположение (группами, цепочкой, изолированно). Загрязненность шлифов оценивали отдельно по кислородным, сульфидным и оксисульфидным включениям на поверхности слитка, в середине его радиуса и в осевой зоне. Предельная ошибка при определении загрязненности включениями составляет $0{,}75 \cdot 10^{-3}$.

2. Результаты исследования и их обсуждение

По результатам проведенных исследований были выявлены следующие типы сложных оксидных включений: $FeO{\cdot}MnO$; $2FeO{\cdot}SiO_2$; $2MnO{\cdot}SiO_2$;

$MnO \cdot SiO_2$; $nFeO \cdot mMnO \cdot pSiO_2$; $FeO \cdot V_2O_3$; $FeO \cdot Cr_2O_3$; $(FeO \cdot MnO_2) \cdot Cr_2O_3$; $FeO \cdot Al_2O_3$. Из перечисленных типов включений наибольшее количество приходится на твердый раствор оксидов железа и марганца $FeO \cdot MnO$, его содержание в общем объеме включений составило около 26 %.

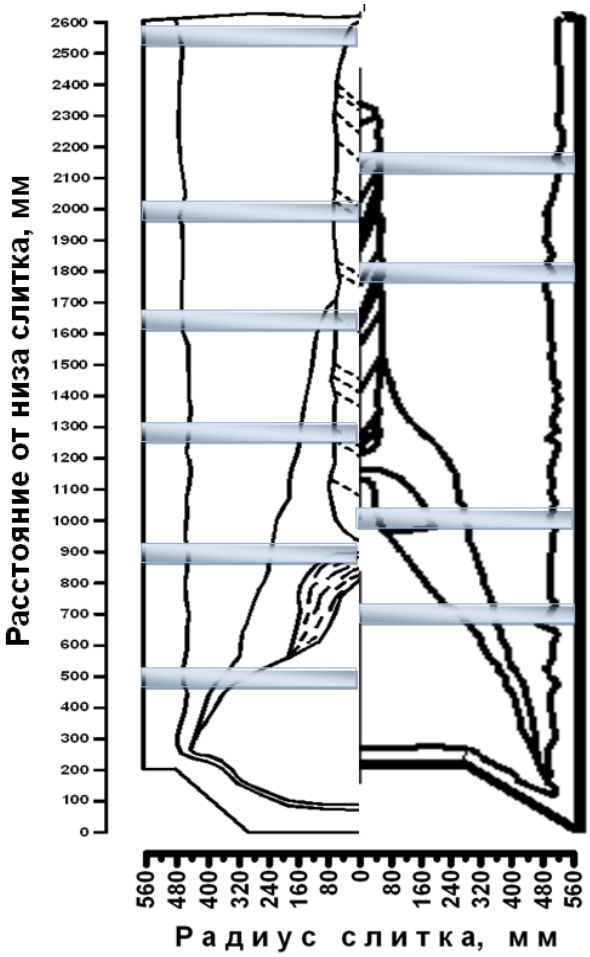


Рис. 1. Схема отбора образцов

Оксидные включения при наблюдении в светлом поле зрения имели темный цвет, неправильную форму и располагались чаще всего по одному (рис. 2). В темном поле зрения эти включения прозрачны, а в поляризованном свете – изотропны.

Этот сложный оксид характеризуется большим содержанием FeO, что обусловлено относительно низким содержанием марганца в стали данной марки (не более 0,55 %) [5]. Расположение случайное, наблюдались группы из 3–5 включений.

Признаки включений и химический состав стали указывают на то, что в ней также имеются стекловидные шарообразные включения силикатов. Включения файялита – силиката железа ($2FeO \cdot SiO_2$) – содержатся в количестве до 20 %.

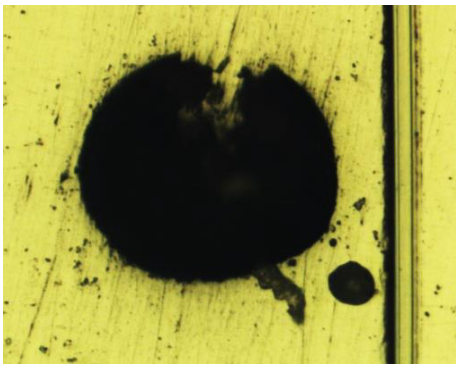


Рис. 2. Оксидные включения в светлом поле зрения, ×200

Следующий, наиболее часто встречающийся тип оксидных включений в слитке представлен силикатами марганца: $2MnO{\cdot}SiO_2$ – тефроит и $MnO{\cdot}SiO_2$ – роданит, – содержащимися в слитке в количестве соответственно 21 и 15 %. Включения имеют глобулярную форму. Расположение силикатных включений случайное.

В слитке встречаются сложные силикаты железа и марганца (nFeO·mMnO·$p$$SiO_2$), содержание которых составляет 10 %. Включения имеют случайное расположение. При идентификации были выявлены также ванадиты $FeO{\cdot}V_2O_3$ в количестве около 1,5 %.

Предположительно, судя по химическому составу слитка, в нем могут присутствовать в небольшом количестве (3 %) оксиды хрома Cr_2O_3.

Наряду с хромитами были идентифицированы сложные включения, состоящие из хромитов, внедренных в массу твердого раствора FeO·MnO, их содержание примерно 3 %.

Также в слитке содержатся алюминаты $FeO{\cdot}Al_2O_3$ в количестве 0,5 %. Количество различных оксидных включений в слитке представлено в сводной табл. 2.

Таблица 2

Содержание различных оксидов в слитке

Содержание оксидов	Количество оксидов, объемный %
FeO·MnO	26
$2FeO{\cdot}SiO_2$	20
$2MnO{\cdot}SiO_2$	21
$MnO{\cdot}SiO_2$	15
nFeO·mMnO·$p$$SiO_2$	10
Cr_2O_3	3
$Cr_2O_3{\cdot}FeO{\cdot}MnO$	3
$FeO{\cdot}Al_2O_3$	0,5
$FeO{\cdot}V_2O_3$	1,5

Сульфидная фаза в слитке представлена в виде твердого раствора сульфида железа и марганца. Сульфидные включения при наблюдении в светлом

поле зрения имеют серо-голубой цвет, округлую, угловую, вытянутую или неправильную форму и располагаются отдельно (рис. 3). Их расположение имело хаотичный характер, по своей форме они приближались к 1 и 3 типу сульфидов по классификации Симса – Даля. Такие включения встречались по всем направлениям в слитках. При наблюдении в темном поле зрения эти включения непрозрачны, а в поляризованном свете – изотропны и непрозрачны. Согласно этим признакам эти включения представляют собой сульфид железа и марганца FeS-MnS (твердый раствор).

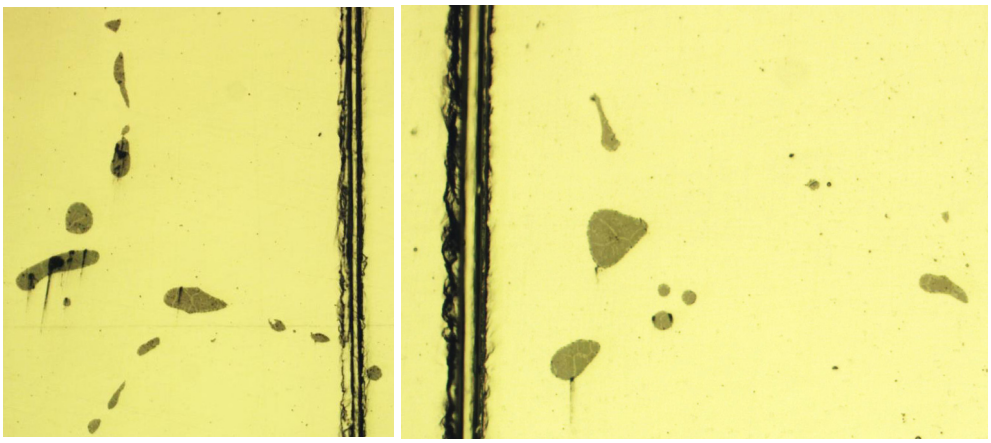


Рис. 3. Сульфидные включения в светлом поле зрения, ×200

Включения твердого раствора FeS-MnS менее хрупки и более тугоплавки, чем включения сульфида железа. Они пластичны и легко деформируются при пластической деформации и тем легче, чем больше содержание в них сульфида марганца [4].

Также встречались и более сложные включения, состоящие из оксидов и сульфидов. Дело в том, что выделение новой фазы на готовых поверхностях раздела требует меньших затрат энергии, чем зарождение ее в гомогенном расплаве. Поэтому часто в процессе кристаллизации сульфиды выделяются на поверхности оксидных включений. Пример таких включений приведен на рис. 4.

Оксисульфидная фаза в слитке представлена сложными сульфидами марганца, содержащими оксиды (FeO, MnO, SiO_2) и FeS. Оксисульфидные включения имеют глобулярную форму, расположены неравномерно, встречались цепочки. По размерам эти включения намного превосходят оксиды и сульфиды.

Таким образом, идентификация неметаллических включений показала, что все включения имеют сложный состав, в основном глобулярную форму, случайное расположение, что оказывает положительное влияние на технологические свойства стали.

Однако в соответствии с современными представлениями о роли серы в формировании качества металла в работах [6–11], показано, что отрицательное влияние сульфидных включений проявляется не столько в их количестве, сколько в особенностях их формообразования, расположения и влияния окисленности расплава на этот процесс. То есть возможность формирования

сульфидов благоприятной глобулярной формы будет зависеть от баланса количества связанных между собой оксидов, сульфидов и оксисульфидов.

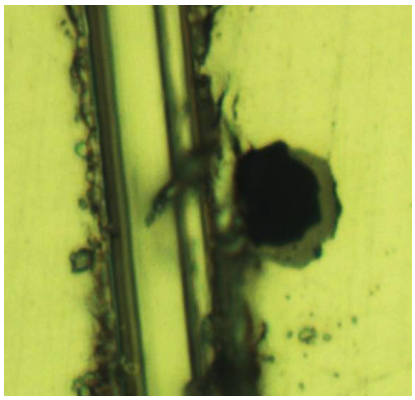


Рис. 4. Оксисульфидное включение в светлом поле зрения, ×200

Поэтому в работе также исследовали выявление возможной связи между индексом загрязненности оксидов, сульфидов и оксисульфидов по высоте и сечению слитков, а также особенности их распределения в каждой структурной зоне (рис. 5 и 6).

Из представленных графиков (рис. 5) видно, что общей закономерностью распределения сульфидов и оксисульфидов является наличие определенной взаимосвязи между индексами загрязненности сульфидов и оксисульфидов по высоте слитка. Кроме верхней подприбыльной части, где за счет более длительного теплового воздействия значения индекса этих включений и динамика их изменения практически совпадают, на средних и нижних горизонтах в зоне столбчатых и крупноориентированных кристаллов между ними прослеживается достаточно четкая обратно пропорциональная связь.

Полученные данные подтверждают изложенные в работах [12, 13] положения об особенностях формообразования сульфидов и гарантированного формирования оксисульфидов с целью достижения минимального содержания сульфидной фазы по границам зерна.

В зоне столбчатых кристаллов с увеличением высоты слитка загрязненность оксидами стремится к нулю, а загрязненность сульфидными и оксисульфидными включениями с каждым горизонтом возрастает.

В зоне крупных различно ориентированных кристаллов наибольшая загрязненность оксидными включениями наблюдается на нижнем горизонте слитка и превышает в 12 раз загрязненность этими же включениями среднего горизонта и в 4 раза верхнего. Это можно объяснить тем, что оксиды, как тугоплавкие частички, попавшие в литейную оснастку из сталеплавильного агрегата, являются затравками для гетерогенного образования зародышей кристаллов, которые впоследствии опускаются на дно слитка. Загрязненность сульфидными и оксисульфидными включениями по высоте слитка практически не изменяется. Для зоны мелких различно ориентированных кристаллов характерно то, что с увеличением высоты слитка загрязненность всеми видами включений увеличивается, но наибольшая загрязненность (в 4 раза) наблюдается по сульфидным включениям.

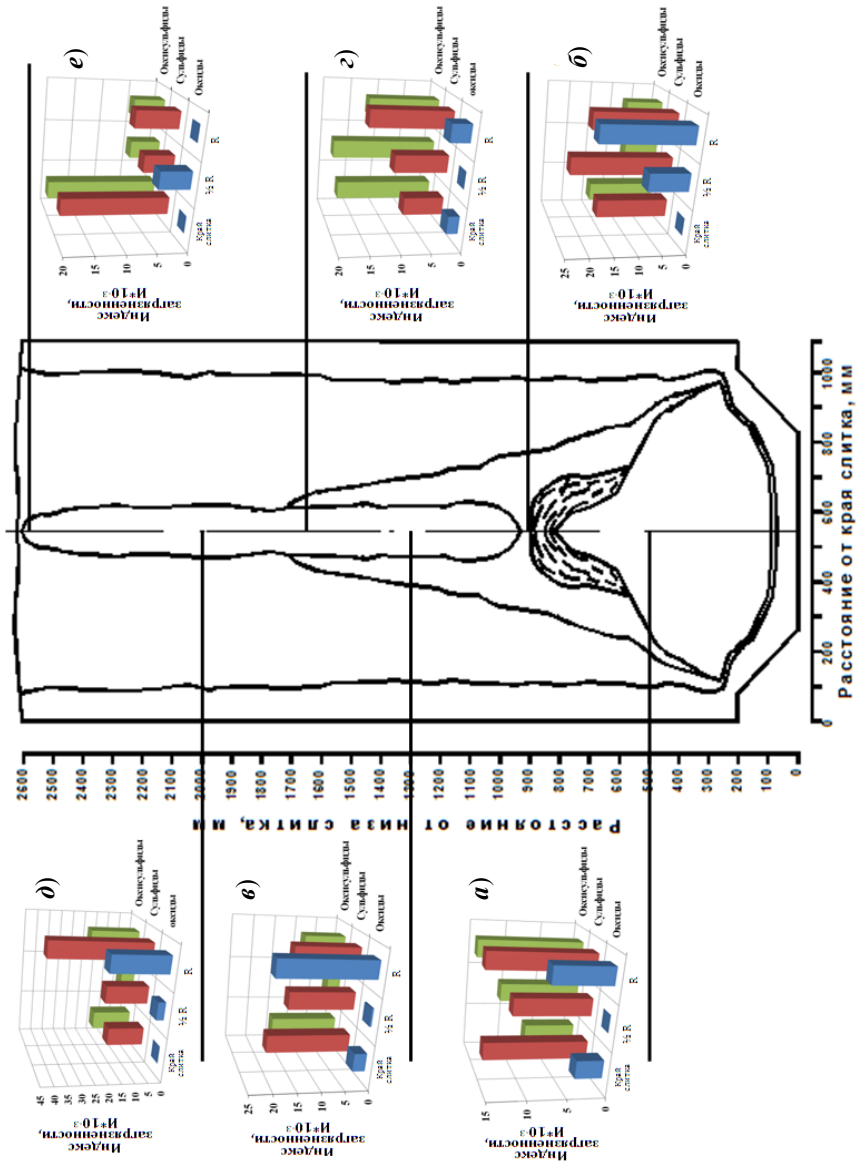


Рис. 5. Распределение индекса загрязненности неметаллическими включениями на различной высоте слитка массой 24,2 т стали 38ХН3МФА: ***а*** – высота слитка 500 мм; ***б*** – высота слитка 900 мм; ***в*** – высота слитка 1300 мм; ***г*** – высота слитка 1650 мм; ***д*** – высота слитка 2000 мм; ***е*** – высота слитка 2600 мм

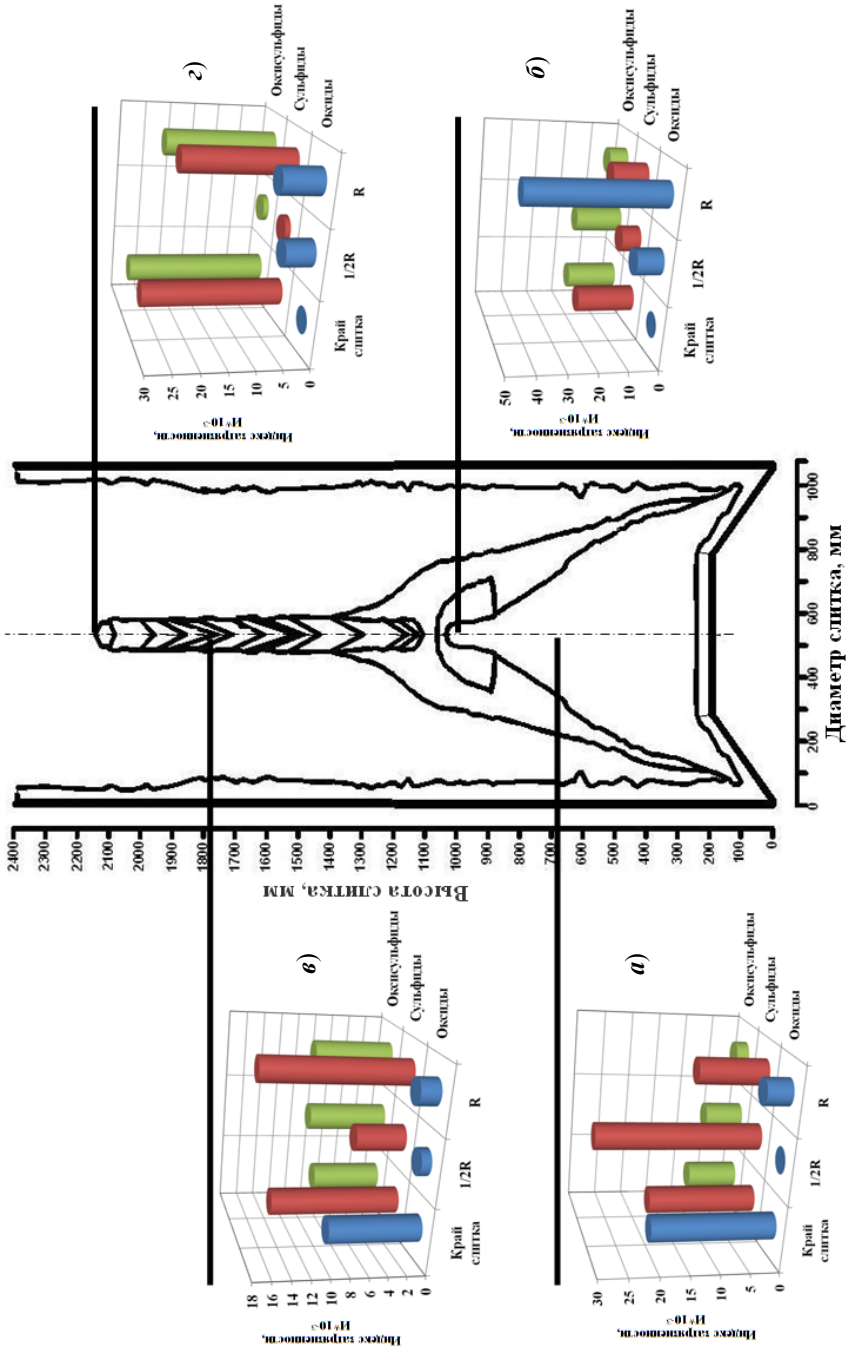


Рис. 6. Распределение индекса загрязненности неметаллическими включениями по высоте и сечению слитка с вогнутой донной частью: ***а*** – высота слитка 700 мм; ***б*** – высота слитка 1000 мм; ***в*** – высота слитка 1800 мм; ***г*** – высота слитка 2100 мм

Легкоплавкие неметаллические включения в процессе опускания твердых кристаллов (оксидов), образовавшихся при более высоких температурах, оттесняются в верхние горизонты слитка.

Увеличение загрязненности сульфидными включениями с приближением к осевой зоне слитка (см. рис. 5), объясняется замедлением скорости затвердевания, при котором создаются благоприятные условия для ликвации элементов из твердой в жидкую фазу и, как следствие, обогащение легкоплавкими включениями.

Определение индекса загрязненности неметаллическими включениями по сечению слитка с вогнутой донной частью представлено на рис. 6.

Для нижнего горизонта слитка (см. рис. 6,***а***) характерно снижение индекса загрязненности оксидными и оксисульфидными включениями от периферии к центру слитка при одновременном росте сульфидов более чем в 3 раза.

Наибольший индекс загрязненности наблюдается на расстоянии *R* слитка на высоте слитка 1000 мм, что соответствует зоне дугообразных трещин, которые обрамляют вершину конуса осаждения.

В слитке с вогнутой донной частью индекс загрязненности оксидами у поверхности слитка в 7 раз больше, на расстоянии 1/2 *R* слитка – в 1,5 раза, чем в слитке обычной геометрии (см. рис. 5 и 6).

Индекс загрязненности сульфидными включениями у поверхности обоих слитков практически не изменяется.

Индекс загрязненности сульфидами в осевой зоне слитка обычной геометрии в 1,5 раза больше, чем в слитке с вогнутой донной частью (см. рис. 5 и 6).

В обоих слитках наблюдается большая загрязненность сульфидными и оксисульфидными включениями, чем оксидными (см. рис. 5 и 6).

В результате исследования загрязненности стали неметаллическими включениями (см. рис. 5 и 6) определено, что характер их распределения по высоте и сечению слитков различный.

На среднем и верхнем горизонте с приближением к осевой зоне слитка (см. рис. 5 и 6) индекс загрязненности сульфидными включениями возрастает, причиной этого является замедление скорости затвердевания, при этом создаются благоприятные условия для ликвации элементов из твердой в жидкую фазу и, как следствие, обогащение легкоплавкими включениями.

Заключение

На основании проведенных исследований были получены следующие результаты: идентификация неметаллических включений показала, что все включения имеют сложный состав, в основном глобулярную форму, случайное расположение, что окажет положительное влияние на технологические свойства стали; распределение неметаллических включений по высоте и сечению слитков представляет собой сложные оксидные включения марганца, кремния, ванадия, хрома, алюминия, а также сульфидные и оксисульфидные включения. Наибольшая доля оксидных включений приходится на твердый раствор оксидов железа и марганца $FeO{\cdot}MnO$, содержание которого в общем количестве включений доходит до 26 %. В результате исследования загрязненности стали неметаллическими включениями определено, что характер их

распределения по высоте и сечению слитков различный; в обоих слитках наблюдается большая загрязненность сульфидными и оксисульфидными включениями, чем оксидными; размер включений в обоих слитках с приближением к центру стремится к увеличению. Это говорит о том, что диаметр включений больше там, где затвердевание металла идет наиболее медленно; на верхних горизонтах слитка обычной геометрии средний размер оксидов выше в 3,5 раза, чем в слитке с вогнутой донной частью; индекс загрязненности сульфидами в осевой зоне слитка обычной геометрии в 1,5 раза больше, чем в слитке с вогнутой донной частью.

Особенности расположения оксидов и сульфидов в слитках указывают на обратную связь между содержанием этих включений на средних и нижних горизонтах слитка. Это свидетельствует о ведущей роли оксисульфидов на процесс образования сульфидов, располагающихся, как правило, на границах зерна, что приводит к снижению пластических характеристик металла [2, 12]. Особенно это важно для вакуумированного металла, где дефицит растворенного кислорода способствует уменьшению количества оксисульфидов и выделению сульфидов неблагоприятной формы.

Применение «выпуклого» поддона обеспечивает ускорение кристаллизационных процессов в нижней части слитка и способствует равномерному распределению неметаллических включений по высоте и сечению слитка, уменьшению среднего размера включений, снижению индекса загрязненности, что оказывает положительное влияние на технологические свойства стали.

Библиографический список

1. **Малиночка, Я. Н.** Механизм образования ограненных сульфидов марганца / Я. Н. Малиночка, Л. Н. Багнюк, С. А. Здоровец // Академия наук СССР. Известия. Сер.: Металлы. – 1989. – № 1. – С. 76–84.
2. Detection of Non-metallic Inclusions in Centrifugal Continuous Casting Steel Billets / Q. Wang, L. Zhang, S. Seetharaman, S. Yang, W. Yang, Y. Wang // Metallurgical and Materials Transactions B: Process Metallurgy and Materials Processing Science. 2016. – Vol. 47, Issue 3. – P. 1594–1612.
3. **Гаманюк, С. Б.** Исследование крупного кузнечного стального слитка измененной геометрии с целью повышения качества металла поковок : дис. … канд. техн. наук / Гаманюк С. Б. – Волгоград, 2012. – 162 с.
4. **Червяков, А. Н.** Металлографическое определение включений в стали / А. Н. Червяков, С. А. Киселев. – М. : Металлургиздат, 1962. – 201 с.
5. **Виноград, М. И.** Включения в стали и ее свойства / М. И. Виноград. – М. : Металлургиздат, 1963. – 252 с.
6. **Krewerth, D.** Influence of non-metallic inclusions on fatigue life in the very high cycle fatigue regime / D. Krewerth, T. Lippmann, A. Weidner, H. Biermann // International Journal of Fatigue. – 2016. – Vol. 84. – P. 40–52.
7. **Zhao, W. L.** Mechanism for development of faults originating from compound inclusions in the forging process of 30Cr2Ni4MoV heavy ingots / W. L. Zhao, Q. X. Ma, S. L. Zha // Materials Transactions. – 2014. – Vol. 55, Issue 8. – P. 1324–1331.
8. Development and production of monoblock low-pressure turbine rotor shaft made from 670 ton ingot (Conference Paper) / T. Yamauchi, H. Kudo, Y. Kishi, S. Ueda, H. Yoshida, K. Kimura, K. Kajikawa, S. Suzuki // Advances in Materials Technology for Fossil Power Plants – Proceedings from the 7th International Conference. – Waikoloa, HI; United States, 2014. – P. 333–343.

9. **Шевцова, О. А.** Aspects of the formation of sulfide inclusions and their effect on the quality of low-alloy structural steels / О. А. Шевцова, Н. А. Зюбан, Д. В. Руцкий // Metallurgist. – 2011. – Vol. 54, Issue 11–12. – С. 839–844.
10. Особенности образования сульфидных включений и их расположение внутри зерна в зависимости от условий раскисления стали 20 / О. А. Шевцова, Н. А. Зюбан, С. А. Пегишева, Д. В. Руцкий, К. Е. Титов, Н. В. Клячина // Металлург. – 2014. – № 5. – С. 60–63.
11. **Лунев, В. В.** О природе и диагностике неметаллических включений в стали / В. В. Лунев, В. П. Пирожкова // Электрометаллургия. – 2011. – № 7. – С. 26–30.
12. **Шевцова, О. А.** Исследование особенностей формирования типа и вида сульфидных включений в зависимости от степени окисленности металла и их влияние на свойства низколегированных конструкционных сталей / О. А. Шевцова, Н. А. Зюбан, М. Н. Летников, Д. В. Руцкий // Проблемы черной металлургии и материаловедения. – 2010. – № 2. – С. 56–60.
13. **Зюбан, Н. А.** Влияние вакуумирования на особенности формирования сульфидных включений и свойства изделий из низколегированных конструкционных сталей / Н. А. Зюбан, О. Б. Крючков // Известия вузов. Черная металлургия. – 2008. – № 5. – С. 15–18.

References

1. Malinochka Ya. N., Bagnyuk L. N., Zdorovets S. A. *Akademiya nauk SSSR. Izvestiya. Ser.: Metally* [The Academy of Sciences of USSR. Proceedings. Series: Metals]. 1989, no. 1, pp. 76–84.
2. Wang Q., Zhang L., Seetharaman S., Yang S., Yang W., Wang Y. *Metallurgical and Materials Transactions B: Process Metallurgy and Materials Processing Science*. 2016, vol. 47, iss. 3, pp. 1594–1612.
3. Gamanyuk S. B. *Issledovanie krupnogo kuznechnogo stal'nogo slitka izmenennoy geometrii s tsel'yu povysheniya kachestva metalla pokovok: dis. kand. tekhn. nauk* [A research of a large forging steel ingot of altered geometry for metal forging quality improvement purposes: dissertation to apply for the degree of the candidate of engineering sciences]. Volgograd, 2012, 162 p.
4. Chervyakov A. N., Kiselev S. A. *Metallograficheskoe opredelenie vklyucheniy v stali* [Metallographic determination of steel inclusions]. Moscow: Metallurgizdat, 1962, 201 p.
5. Vinograd M. I. *Vklyucheniya v stali i ee svoystva* [Steel inclusions and its properties]. Moscow: Metallurgizdat, 1963, 252 p.
6. Krewerth D., Lippmann T., Weidner A., Biermann H. *International Journal of Fatigue*. 2016, vol. 84, pp. 40–52.
7. Zhao W. L., Ma Q. X., Zha S. L. *Materials Transactions*. 2014, vol. 55, iss. 8, pp. 1324–1331.
8. Yamauchi T., Kudo H., Kishi Y., Ueda S., Yoshida H., Kimura K., Kajikawa K., Suzuki S. *Advances in Materials Technology for Fossil Power Plants – Proceedings from the 7th International Conference*. Waikoloa, HI; United States, 2014, pp. 333–343.
9. Shevtsova O. A., Zyuban N. A., Rutskiy D. V. *Metallurgist*. 2011, vol. 54, iss. 11–12, pp. 839–844.
10. Shevtsova O. A., Zyuban N. A., Pegisheva S. A., Rutskiy D. V., Titov K. E., Klyachina N. V. *Metallurg* [Metallurgist]. 2014, no. 5, pp. 60–63.
11. Lunev V. V., Pirozhkova V. P. *Elektrometallurgiya* [Electrometallurgy]. 2011, no. 7, pp. 26–30.
12. Shevtsova O. A., Zyuban N. A., Letnikov M. N., Rutskiy D. V. *Problemy chernoy metallurgii i materialovedeniya* [Problems of ferrous metallurgy and materials science]. 2010, no. 2, pp. 56–60.

13. Zyuban N. A., Kryuchkov O. B. *Izvestiya vuzov. Chernaya metallurgiya* [University proceedings. Ferrous metallurgy]. 2008, no. 5, pp. 15–18.

Гаманюк Сергей Борисович
кандидат технических наук, старший научный сотрудник, кафедра технологии материалов, Волгоградский государственный технический университет (Россия, г. Волгоград, пр. Ленина, 28)

E-mail: gamanuk@mail.ru

Gamanyuk Sergey Borisovich
Candidate of engineering sciences, senior staff scientist, sub-department of materials technology, Volgograd State Technical University (28 Lenina avenue, Volgograd, Russia)

Руцкий Дмитрий Владимирович
кандидат технических наук, доцент, кафедра технологии материалов, Волгоградский государственный технический университет (Россия, г. Волгоград, пр. Ленина, 28)

E-mail: tecmat@vstu.ru

Rutskiy Dmitriy Vladimirovich
Candidate of engineering sciences, associate professor, sub-department of materials technology, Volgograd State Technical University (28 Lenina avenue, Volgograd, Russia)

Зюбан Николай Александрович
доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой технологии материалов, Волгоградский государственный технический университет (Россия, г. Волгоград, пр. Ленина, 28)

E-mail: tecmat49@vstu.ru

Zyuban Nikolay Aleksandrovich
Doctor of engineering sciences, professor, head of sub-department of materials technology, Volgograd State Technical University (28 Lenina avenue, Volgograd, Russia)

Кириличев Михаил Владимирович
аспирант, Волгоградский государственный технический университет (Россия, г. Волгоград, пр. Ленина, 28)

E-mail: tecmat@vstu.ru

Kirilichev Mikhail Vladimirovich
Postgraduate student, Volgograd State Technical University (28 Lenina avenue, Volgograd, Russia)

УДК 669-194.2

Гаманюк, С. Б.

Исследования загрязненности неметаллическими включениями крупных слитков массой 24,2 тонны стали 38ХН3МФА / С. Б. Гаманюк, Д. В. Руцкий, Н. А. Зюбан, М. В. Кириличев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 115–127. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-10

УДК 621.787:539.319
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-11

В. П. Сазанов

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ УПРОЧНЯЮЩЕЙ ОБРАБОТКИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ДЕТАЛЕЙ ИЗ СТАЛИ 30ХГСА

Аннотация.

Актуальность и цели. Объектом исследования являются цилиндрические образцы с надрезами из стали 30ХГСА, подвергнутые поверхностному упрочнению двумя методами: гидродробеструйной обработке и обкатке роликами. Предметом исследования являются остаточные напряжения в поверхностном слое образцов после упрочнения. Цель работы – исследование влияния данных остаточных напряжений на многоцикловую усталость, а также установление возможности использования разработанных расчетных методик для оценки эффективности поверхностного упрочнения.

Материалы и методы. Исследования распределения остаточных напряжений в поверхностном слое, а также сопротивления многоцикловой усталости цилиндрических образцов выполнены расчетными и экспериментальными методами.

Результаты. Применение расчетных методов оценки эффективности упрочняющей обработки показало, что расхождение между расчетными и экспериментальными значениями приращений предела выносливости за счет упрочнения цилиндрических образцов с полукруглым надрезом из стали 30ХГСА не превышает 9 % при гидродробеструйной обработке и 4 % при обкатке роликами.

Выводы. Применение расчетных методик определения приращения предела выносливости позволяет проводить оценку эффективности поверхностного упрочнения с достаточной для практики точностью без проведения длительных и дорогостоящих испытаний на усталость.

Ключевые слова: поверхностное упрочнение, гидродробеструйная обработка, обкатка роликом, остаточные напряжения, предел выносливости.

V. P. Sazanov

THE ESTIMATION OF HARDENING METHODS EFFICIENCY FOR CYLINDRICAL PARTS MADE OF 30ХГСА STEEL

Abstract.

Background. The investigated objects are cylindrical specimens made of 30ХГСА steel with surface cuts hardened by two ways: hydro blasting and rolling. The subject of the investigation is the residual stresses in the surface layer of specimens after hardening. The purpose of the work is to investigate the residual stresses' influence on the multicyclic fatigue and to establish a possibility of applying the developed calculation methods to evaluate surface hardening efficiency.

Materials and methods. The investigation of the residual stresses distribution in the surface layer, as well as the multicyclic fatigue resistance of cylindrical specimens was carried out by calculation and experimental methods.

Results. The application of calculation methods for hardening efficiency evaluation showed that the difference between calculated and experimental values of the

endurance limit increments by hardening in cylindrical specimens made of 30ХГСА steel with a semicircular cut didn't exceed 9 % under hydro-shot blasting and 4 % under rolling.

Conclusions. The application of calculation methods to determine the endurance limit increment allows to estimate the efficiency of surface hardening with the accuracy acceptable for practice without long-run and expensive fatigue tests.

Key words: surface hardening; hydro-shot blasting; rolling; residual stresses; endurance limit.

Введение

Одним из важных вопросов механики остаточных напряжений является установление связи между остаточными напряжениями и сопротивлением деталей усталости. Особую значимость эта задача приобрела в связи с широким применением на практике различных методов поверхностного упрочнения, приводящих к существенному увеличению характеристик сопротивления усталости, особенно в условиях концентрации напряжений. Наиболее актуально выявление зависимости сопротивления усталости от остаточных напряжений для деталей с концентраторами, так как разрушение этих деталей происходит, как правило, в местах нарушения призматической формы [1–3]. У разработчика, как правило, существует достаточно широкий выбор методов поверхностного упрочнения деталей, и в связи с этим необходимы методы и критерии оценки их эффективности при выборе в зависимости от целевой функции.

Для оценки эффективности повышения сопротивления усталости деталей за счет упрочняющих технологий и оптимизации режимов упрочнения на стадиях проектирования и разработки конструкторской документации изделий возникает потребность в специализированных расчетно-теоретических и расчетно-экспериментальных методах. Достоинством данных методов должен являться тот факт, что выбор вида и параметров технологического процесса упрочнения выполняется без проведения дорогостоящих и длительных испытаний деталей или образцов на усталость. В данной работе для исследования применен расчетно-экспериментальный метод, который основан на использовании конечно-элементного моделирования (комплекс PATRAN/ NASTRAN), а также экспериментальных механических методов определения остаточных напряжений по толщине упрочненного поверхностного слоя. В качестве апробации рассматривались два метода поверхностного пластического деформирования, которые наиболее широко применяются в технологических процессах упрочнения деталей – гидродробеструйная обработка (ГДО) и обкатка роликом (ОР).

Теоретический блок

Проведенные эксперименты [4–10] показывают, что наиболее точно связь между приращением предела выносливости упрочненных деталей и остаточными напряжениями отражает критерий среднеинтегральных остаточных напряжений $\overline{\sigma}_{ост}$, предложенный в работе [1]. Данный критерий учитывает влияние на сопротивление усталости не только величины, но и характера распределения остаточных напряжений по толщине поверхностного слоя опасного сечения детали.

Оценка влияния поверхностного упрочнения на приращение предела выносливости детали $\Delta\sigma_{-1}$ при изгибе в случае симметричного цикла с использованием критерия $\bar{\sigma}_{\text{ост}}$ производится по следующей зависимости:

$$\Delta\sigma_{-1} = \bar{\psi}_{\sigma}\left|\bar{\sigma}_{\text{ост}}\right|, \tag{1}$$

где $\bar{\psi}_{\sigma}$ – коэффициент влияния поверхностного упрочнения на предел выносливости по критерию $\bar{\sigma}_{\text{ост}}$,

$$\bar{\sigma}_{\text{ост}} = \frac{2}{\pi}\int_0^1 \frac{\sigma_z(\xi)}{\sqrt{1-\xi^2}}d\xi; \tag{2}$$

$\sigma_z(\xi)$ – осевые остаточные напряжения в опасном сечении детали по толщине поверхностного слоя y; $\xi = y/t_{\text{кр}}$ – расстояние от поверхности опасного сечения детали до текущего слоя, выраженное в долях $t_{\text{кр}}$; $t_{\text{кр}}$ – критическая глубина нераспространяющейся трещины усталости, возникающей в опасном сечении упрочненной детали при работе на пределе выносливости (рис. 1).

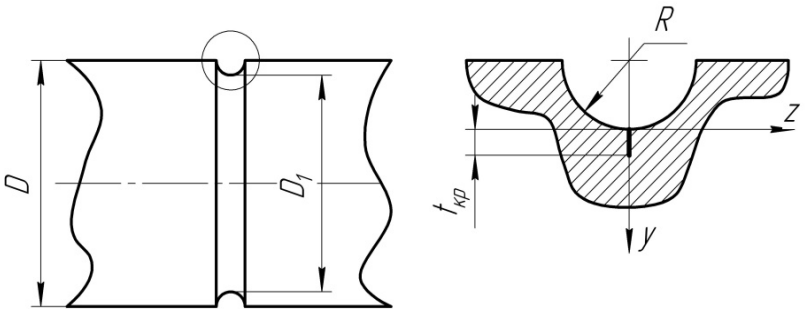


Рис. 1. Цилиндрический образец и нераспространяющаяся трещина усталости

На основании многочисленных экспериментальных данных для образцов и деталей с различными концентраторами напряжений в работах [4, 6–9] было установлено, что коэффициент $\bar{\psi}_{\sigma}$ при симметричном цикле зависит только от степени концентрации напряжений и вычисляется по следующей формуле:

$$\bar{\psi}_{\sigma} = 0,612 - 0,081\alpha_{\sigma}, \tag{3}$$

где α_{σ} – теоретический коэффициент концентрации напряжений.

Из приведенных в исследованиях [2–4] результатов испытаний на усталость поверхностно упрочненных образцов и деталей следует, что критическая глубина нераспространяющейся трещины усталости не зависит от вида поверхностного упрочнения, материала, типа и размеров концентратора, величины сжимающих остаточных напряжений, типа деформации, асимметрии цикла напряжений и определяется только размерами опасного поперечного сечения. Для сплошных цилиндрических образцов и деталей зависимость для $t_{\text{кр}}$ имеет следующий вид [2, 4]:

$$t_{кр} = 0,0216 D_1, \quad (4)$$

где D_1 – диаметр опасного сечения образца или детали (см. рис. 1).

Результаты исследований

Для проведения экспериментальной части исследования точением с последующим шлифованием были изготовлены стандартные образцы диаметром 10 мм из стали 30ХГСА [4]. Механические характеристики материала приведены в табл. 1. Одна половина образцов после изготовления подвергалась электрополированию, другая – поверхностному упрочнению на режимах, характерных для практики авиационных предприятий (табл. 2, 3). В качестве смазывающе-охлаждающей жидкости при обкатке роликом использовалось масло И20А.

Таблица 1

Механические характеристики стали 30ХГСА

Материал	$\sigma_в$, МПа	$\sigma_{0,2}$, МПа	δ, %	ψ, %	S_k, МПа
30ХГСА	788	536	18,9	65,9	1484

Таблица 2

Режимы гидродробеструйной обработки

Параметр	Давление масла p, МПа	Диаметр шариков d, мм	Время обработки τ, мин
Значение	0,28	2,0	8,0

Таблица 3

Режимы обкатки роликом

Параметр	Число оборотов образца n, об/мин	Подача S, мм/об	Диаметр ролика D, мм	Профильный радиус ролика $R_{пр}$, мм
Значение	400	0,11	60	1,6

Эпюры осевых остаточных напряжений σ_z по толщине a поверхностного слоя в гладких образцах после гидродробеструйной обработки и после обкатки роликом, определенные методом колец и полосок [11], приведены на рис. 2. Также определялись и окружные остаточные напряжения σ_θ, но в настоящей работе они не приведены, так как в используемый критерий оценки влияния поверхностного упрочнения на предел выносливости эти напряжения не входят [1]. Однако следует отметить, что после гидродробеструйной обработки выполняется условие $\sigma_\theta = \sigma_z$, а после обкатки роликом σ_θ меньше σ_z в 1,8–2,2 раза [4].

Из данных рис. 2 видно, что сжимающие остаточные напряжения после упрочнения дробью в гладких образцах не превышают 450 МПа, а после обкатки роликом не превышают 550 МПа и обе эпюры имеют подповерхностный максимум. Толщина слоя со сжимающими остаточными напряжениями

после обкатки роликом примерно в два раза больше по сравнению с обработкой на гидродробеструйной установке.

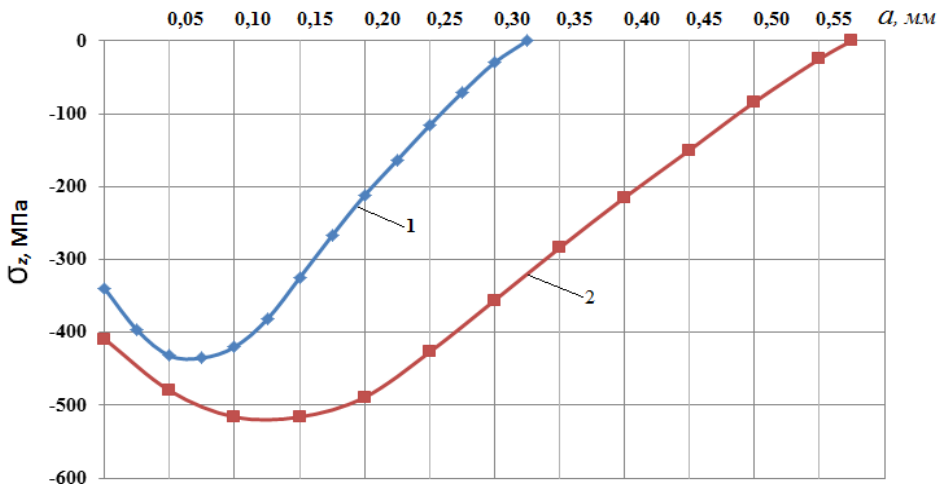


Рис. 2. Остаточные напряжения в гладких образцах после гидродробеструйной обработки (кривая *1*) и обкатки роликом (кривая *2*)

На гладкие неупрочненные и упрочненные образцы безнаклепным способом с использованием электрополирования наносились надрезы полукруглого профиля радиусом $R = 0{,}3$ мм.

Расчетная часть исследований выполнялась методом конечно-элементного моделирования с использованием комплекса PATRAN/NASTRAN. Конечно-элементные модели гладких образцов и образцов с надрезами в осесимметричной постановке представляли собой четверть сечения цилиндра с наложением соответствующих граничных условий. Для моделирования использовался плоский треугольный элемент типа 2D-Solid с шестью узлами. Моделирование остаточных напряжений по толщине упрочненного поверхностного слоя гладких образцов было выполнено методом термоупругости [12].

При определении первоначальных деформаций [13] в конечно-элементной модели гладкого образца в качестве исходных данных использовалось экспериментальное распределение осевых σ_z остаточных напряжений по толщине a упрочненного поверхностного слоя гладких образцов (рис. 2), определенное методом колец и полосок. Полученные расчетным методом распределения первоначальных деформаций в гладких образцах использовались для расчета распределения остаточных напряжений в образцах с круговыми надрезами полукруглого профиля радиуса $R = 0{,}3$ мм, нанесенными на гладкие образцы после упрочнения, т.е. после опережающего поверхностного пластического деформирования.

Эпюры осевых σ_z остаточных напряжений в наименьшем (опасном) сечении образцов с надрезом приведены на рис. 3.

Можно видеть, что сжимающие остаточные напряжения, имея максимум на поверхности надреза, быстро уменьшаются по толщине поверхностного слоя. Следует обратить внимание на тот факт, что величину напряжений в детали с надрезом определяет не только наибольшая величина остаточных

напряжений гладкой детали, но и характер их распределения. Так, в образцах с надрезом максимальные напряжения на поверхности опасного сечения после ОР более чем в два раза выше, чем после ГДО в силу более полного распределения исходных остаточных напряжений.

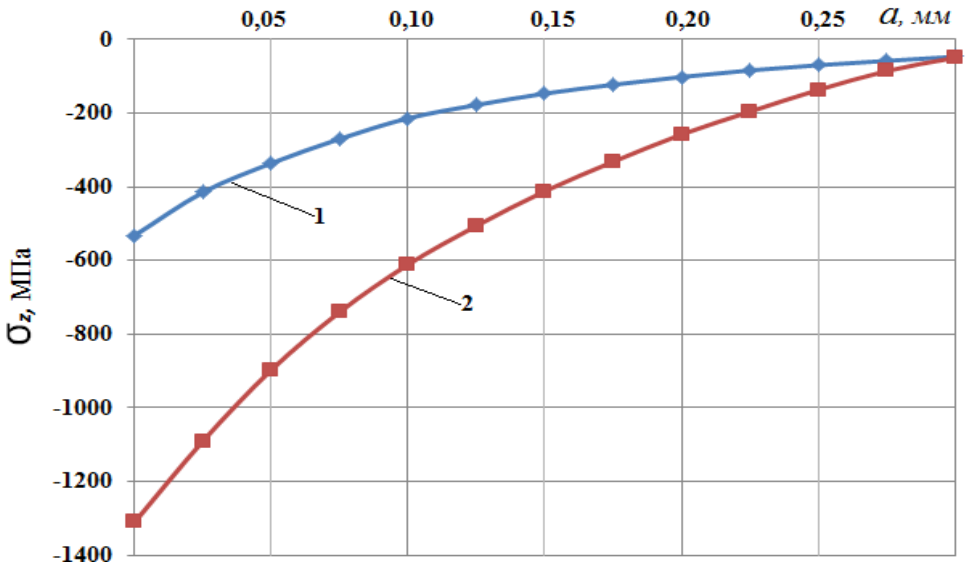


Рис. 3. Остаточные напряжения в образцах с надрезом R = 0,3 мм после гидродробеструйной обработки (1) и обкатки роликом (2)

Значения критерия среднеинтегральных остаточных напряжений $\bar{\sigma}_{ост}$ вычислялись по формуле (2) по толщине поверхностного слоя опасного сечения образцов с надрезами, равной критической глубине $t_{кр}$ нераспространяющейся трещины усталости. При расчете критерия $\bar{\sigma}_{ост}$ использовались распределения осевых σ_z остаточных напряжений в образцах с надрезами R = 0,3 мм, приведенные на рис. 3. Расчетное значение критической глубины $t_{кр}$ нераспространяющейся трещины усталости определялось по зависимости (4).

Значения коэффициента $\bar{\psi}_\sigma$ влияния поверхностного упрочнения на предел выносливости по критерию $\bar{\sigma}_{ост}$ рассчитывались по формуле (3). При этом величина теоретического коэффициента концентрации напряжений α_σ образцов с надрезами при изгибе определялась методом конечных элементов с использованием расчетного комплекса ANSYS.

После вычисления критерия $\bar{\sigma}_{ост}$ и коэффициента $\bar{\psi}_\sigma$ по формуле (1) определялись расчетные значения приращений пределов выносливости $(\Delta\sigma_{-1})_{расч}$ упрочненных ГДО и ОР образцов с надрезами радиуса R = 0,3 мм.

Значения пределов выносливости при изгибе в случае симметричного цикла σ_{-1}, теоретического коэффициента концентрации напряжений α_σ, коэффициента влияния $\bar{\psi}_\sigma$, среднеинтегральных остаточных напряжений $\bar{\sigma}_{ост}$, приращений предела выносливости за счет упрочнения по результатам

эксперимента $(\Delta\sigma_{-1})_{эксп}$ и расчета $(\Delta\sigma_{-1})_{расч}$, глубин нераспространяющихся трещин усталости $t_{кр}$ приведены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты испытаний на усталость и определения остаточных напряжений

Неупрочненные образцы σ_{-1}, МПа	Упрочненные образцы							
	упрочняющая обработка	σ_{-1}, МПа	α_σ	$\bar{\psi}_\sigma$	$\bar{\sigma}_{ост}$, МПа	$(\Delta\sigma_{-1})_{эксп}$, МПа	$(\Delta\sigma_{-1})_{расч}$, МПа	$t_{кр}$, мм
180	ГДО	270	2,7	0,386	–208	90	82	0,203
	ОР	400	2,7	0,382	–583	220	229	0,203

Из представленных в табл. 4 данных следует, что обкатка роликом по сравнению с гидродробеструйной обработкой дает бо́льшее приращение предела выносливости за счет упрочнения, которое пропорционально значению среднеинтегральных остаточных напряжений $\bar{\sigma}_{ост}$, определенных на критической глубине $t_{кр}$ нераспространяющейся трещины усталости. Также очевидно, что бо́льшее значение $\bar{\sigma}_{ост}$ при обкатке роликом объясняется более полной эпюрой остаточных напряжений за счет бо́льшей толщины упрочненного слоя по сравнению с гидродробеструйной обработкой (см. рис. 2, 3).

Заключение

1. Проведенные исследования по определению пределов выносливости при изгибе в случае симметричного цикла цилиндрических образцов диаметром 10 мм из стали 30ХГСА показали, что упрочнение поверхности обкаткой роликом является более эффективным методом по сравнению с гидродробеструйной обработкой при принятых режимах технологических процессов. При этом приращение предела выносливости относительно неупрочненных образцов при ОР почти в 2,5 раза выше, чем при ГДО.

2. Использованный в исследовании метод расчета показал, что расхождение между расчетными и экспериментальными значениями приращений предела выносливости за счет упрочнения в цилиндрических образцах с полукруглым надрезом не превышает 9 % при ГДО и 4 % при ОР.

3. Проведенные исследования показали, что применение расчетно-экспериментальных методов прогнозирования предела выносливости позволит назначать оптимальные по сопротивлению многоцикловой усталости режимы и методы поверхностного пластического деформирования деталей сложной формы без проведения длительных и дорогостоящих испытаний на многоцикловую усталость.

4. Для прогнозирования предела выносливости поверхностно упрочненной детали с концентраторами напряжений и, соответственно, оценки эффективности упрочнения вначале определяются первоначальные деформации гладкого образца-свидетеля, обработанного одновременно с упрочняемой деталью. По первоначальным деформациям образца-свидетеля производится расчет остаточных напряжений по толщине поверхностного слоя опасного

сечения детали. Критическая глубина $t_{кр}$ нераспространяющейся трещины усталости вычисляется по формуле (4), критерий среднеинтегральных остаточных напряжений $\bar{\sigma}_{ост}$ – по формуле (2), коэффициент $\bar{\psi}_{\sigma}$ влияния упрочнения на предел выносливости – по зависимости (3). После определения значений критерия $\bar{\sigma}_{ост}$ и коэффициента $\bar{\psi}_{\sigma}$ по формуле (1) рассчитывается приращение предела выносливости $\Delta\sigma_{-1}$ поверхностно упрочненной детали с концентратором напряжений.

Библиографический список

1. **Павлов, В. Ф.** О связи остаточных напряжений и пределах выносливости при изгибе в условиях концентрации напряжений / В. Ф. Павлов // Известия вузов. Машиностроение. – 1986. – № 8. – С. 29–32.
2. **Павлов, В. Ф.** Влияние на предел выносливости величины и распределения остаточных напряжений в поверхностном слое детали с концентратором. Сообщение I. Сплошные детали / В. Ф. Павлов // Известия вузов. Машиностроение. – 1988. – № 8. – С. 22–26.
3. **Павлов, В. Ф.** Влияние на предел выносливости величины и распределения остаточных напряжений в поверхностном слое детали с концентратором. Сообщение II. Полые детали / В. Ф. Павлов // Известия вузов. Машиностроение. – 1988. – № 12. – С. 37–40.
4. **Павлов, В. Ф.** Прогнозирование сопротивления усталости поверхностно упрочненных деталей по остаточным напряжениям / В. Ф. Павлов, В. А. Кирпичев, В. С. Вакулюк. – Самара : Изд-во СНЦ РАН, 2012. – 125 с.
5. **Вакулюк, В. С.** Сопротивление усталости детали в зависимости от толщины упрочненного слоя при опережающем поверхностном пластическом деформировании / В. С. Вакулюк // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С. П. Королева (Национального исследовательского университета). – 2012. – № 3 (34). – С. 172–176.
6. **Кирпичев, В. А.** Остаточные напряжения и сопротивление усталости образцов с V-образными надрезами из стали ВНС40 / В. А. Кирпичев, М. Н. Саушкин, В. П. Сазанов, О. Ю. Семенова // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С. П. Королева (Национального исследовательского университета). – 2012. – № 5 (36). – Ч. 1. – С. 95–99.
7. **Кирпичев, В. А.** Прогнозирование сопротивления усталости поверхностно упрочненных гладких деталей / В. А. Кирпичев, А. С. Букатый, А. В. Чирков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 3 (23). – С. 102–109.
8. Прогнозирование предела выносливости поверхностно упрочненных деталей при различной степени концентрации напряжений / В. А. Кирпичев, А. П. Филатов, О. В. Каранаева, А. В. Чирков, О. Ю. Семенова // Прочность материалов и элементов конструкций : тр. МНТК. – Киев : ИПП им. Г. С. Писаренко НАНУ, 2011. – С. 678–685.
9. **Кирпичев, В. А.** Прогнозирование предела выносливости поверхностно упрочненных деталей при различной степени концентрации напряжений / В. А. Кирпичев, А. С. Букатый, А. П. Филатов, А. В. Чирков // Вестник УГАТУ. – 2011. – Т. 15, № 4 (44). – С. 81–85.
10. **Вакулюк, В. С.** Исследование влияния толщины упрочненного слоя на остаточные напряжения во впадине концентратора методом первоначальных деформаций / В. С. Вакулюк // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Физ.-мат. науки. – 2010. – № 1 (20). – С. 222–225.

11. **Иванов, С. И.** К определению остаточных напряжений в цилиндре методом колец и полосок / С. И. Иванов // Остаточные напряжения. – Куйбышев : КуАИ, 1971. – Вып. 53. – С. 32–42.
12. **Сазанов, В. П.** Моделирование перераспределения остаточных напряжений в упрочненных цилиндрических образцах при опережающем поверхностном пластическом деформировании / В. П. Сазанов, А. В. Чирков, В. А. Самойлов, Ю. С. Ларионова // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С. П. Королева (Национального исследовательского университета). – 2011. – № 3 (27). – Ч. 3. – С. 171–174.
13. **Павлов, В. Ф.** Расчет остаточных напряжений в деталях с концентраторами напряжений по первоначальным деформациям / В. Ф. Павлов, А. К. Столяров, В. С. Вакулюк, В. А. Кирпичев. – Самара : Изд-во СНЦ РАН, 2008. – 124 с.

References

1. Pavlov V. F. *Izvestiya vuzov. Mashinostroenie* [University proceedings. Mechanical engineering]. 1986, no. 8, pp. 29–32.
2. Pavlov V. F. *Izvestiya vuzov. Mashinostroenie* [University proceedings. Mechanical engineering]. 1988, no. 8, pp. 22–26.
3. Pavlov V. F. *Izvestiya vuzov. Mashinostroenie* [University proceedings. Mechanical engineering]. 1988, no. 12, pp. 37–40.
4. Pavlov V. F., Kirpichev V. A., Vakulyuk V. S. *Prognozirovanie soprotivleniya ustalosti poverkhnostno uprochnennykh detaley po ostatochnym napryazheniyam* [Forecasting fatigue resistance of items with hardened surfaces by residual stresses]. Samara: Izd-vo SNTs RAN, 2012, 125 p.
5. Vakulyuk V. S. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika S. P. Koroleva (Natsional'nogo issledovatel'skogo universiteta)* [Bulletin of Samara State Aerospace University named after academician S.P. Korolyov (National Research University)]. 2012, no. 3 (34), pp. 172–176.
6. Kirpichev V. A., Saushkin M. N., Sazanov V. P., Semenova O. Yu. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika S. P. Koroleva (Natsional'nogo issledovatel'skogo universiteta)* [Bulletin of Samara State Aerospace University named after academician S.P. Korolyov (National Research University]. 2012, no. 5 (36), part 1, pp. 95–99.
7. Kirpichev V. A., Bukatyy A. S., Chirkov A. V. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* [University proceedings. Volga region. Engineering sciences]. 2012, no. 3 (23), pp. 102–109.
8. Kirpichev V. A., Filatov A. P., Karanaeva O. V., Chirkov A. V., Semenova O. Yu. *Prochnost' materialov i elementov konstruktsiy: tr. MNTK* [Strength of materials and structural elements: proceedings of the International scientific and technical conference]. Kiev: IPP im. G. S. Pisarenko NANU, 2011, pp. 678–685.
9. Kirpichev V. A., Bukatyy A. S., Filatov A. P., Chirkov A. V. *Vestnik UGATU* [Bulletin of USATU]. 2011, vol. 15, no. 4 (44), pp. 81–85.
10. Vakulyuk V. S. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser.: Fiz.-mat. nauki* [Bulletin of Samara State Technical University. Series: Physical and mathematical sciences]. 2010, no. 1 (20), pp. 222–225.
11. Ivanov S. I. *Ostatochnye napryazheniya* [Residual stresses]. Kuybyshev: KuAI. 1971, iss. 53, pp. 32–42.
12. Sazanov V. P., Chirkov A. V., Samoylov V. A., Larionova Yu. S. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika S. P. Koroleva (Natsional'nogo issledovatel'skogo universiteta)* [Bulletin of Samara State Aerospace University named after academician S.P. Korolyov (National Research University]. 2011, no. 3 (27), part 3, pp. 171–174.

13. Pavlov V. F., Stolyarov A. K., Vakulyuk V. S., Kirpichev V. A. *Raschet ostatochnykh napryazheniy v detalyakh s kontsentratorami napryazheniy po pervonachal'nym deformatsiyam* [Calculation of residual stresses in parts with stress points by initial deformation]. Samara: Izd-vo SNTs RAN, 2008, 124 p.

Сазанов Вячеслав Петрович
кандидат технических наук, доцент,
кафедра сопротивления материалов,
Самарский национальный
исследовательский университет
имени академика С. П. Королева (Россия,
г. Самара, Московское шоссе, 34)

E-mail: sazanow@mail.ru

Sazanov Vyacheslav Petrovich
Candidate of engineering sciences,
sub-department of strength of materials,
Samara National Research University
named after academician S. P. Korolyov
(34 Moskovskoe highway, Samara, Russia)

УДК 621.787:539.319

Сазанов, В. П.

Оценка эффективности методов упрочняющей обработки цилиндрических деталей из стали 30ХГСА / В. П. Сазанов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 128–137. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-11

УДК 681.5
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-12

А. А. Игнатьев, Е. М. Самойлова, С. А. Игнатьев

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ВЫЧЕТОВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ СТАНКА

Аннотация.

Актуальность и цели. Динамическое качество металлорежущих станков, оказывающее существенное влияние как на геометрические параметры точности, так и на физико-механические характеристики поверхностного слоя деталей, базируется на измерении виброакустических (ВА) колебаний. Последующая их обработка направлена на определение спектральных, корреляционных и других характеристик, на основе которых дается оценка как техническому состоянию станков, так и назначенному режиму резания с точки зрения качества и производительности обработки деталей. При этом весьма важным является выбор и обоснование информативной характеристики, базирующейся на измерении ВА колебаний динамической системы станка при резании, которая позволяет установить целесообразный режим обработки. Данный режим устанавливается по максимальному запасу устойчивости динамической системы, определяемому из передаточной функции, которая, в свою очередь, определяется из автокорреляционной функции (АКФ), ВА колебаний узлов, участвующих в процессе формообразования. Актуальность работы связана с тем, что построение аналитической модели автокорреляционной функции ВА колебаний динамической системы важно с точки зрения последующего сопоставления с экспериментальной АКФ, вычисленной по результатам измерений колебаний на станке и применяемой в дальнейшем для получения запаса устойчивости динамической системы, служащего оценкой динамического качества станка.

Материалы и методы. Для вычисления АКФ ВА колебаний в динамической системы металлорежущего станка используется ее связь со спектральной плотностью мощности входного сигнала типа «белый шум» и частотной характеристикой динамической системы станка.

Результаты. Аналитически с применением теории вычетов получено выражение для АКФ ВА колебаний в динамической системы металлорежущего станка в виде затухающей косинусоиды, аналогичном идентифицированному по экспериментальным данным измерений ВА колебаний.

Выводы. Построенная теоретическая модель АКФ ВА колебаний динамической системы шлифовального станка адекватна АКФ, полученной по экспериментальным данным, что позволяет обосновать целесообразность ее использования для вычисления передаточной функции динамической системы станка с последующей оценкой ее запаса устойчивости.

Ключевые слова: виброакустические колебания, металлорежущий станок, динамическая система, автокорреляционная функция, теория вычетов.

A. A. Ignat'ev, E. M. Samoylova, S. A. Ignat'ev

APPLICATION OF THE RESIDUE THEORY IN CONSTRUCTING ANALYTICAL MODELS OF THE AUTOCORRELATION FUNCTION OF VIBROACOUSTICAL VIBRATIONS IN THE MACHINE TOOL'S DYNAMIC SYSTEM

Abstract.

Background. The dynamic quality of machine tools, greatly influencing the geometric parameters of precision and the physical and mechanical characteristics of the surface layer of parts, is based on the measurement of vibro-acoustic (VA) oscillations. The subsequent treatment thereof is aimed at determining the spectral, correlation and other characteristics, on the basis of which the technical condition of machines and the designated mode of cutting are assessed in terms of quality and productivity of part machining. It is very important to select and substantiate informative characteristics, based on the measurement of the dynamic oscillations of the VA (DS) system of a machine when cutting, which allows to set a suitable processing mode. This mode is set by the maximum margin of DS stability, determined by the transfer function, which, in turn, is determined from the autocorrelation function (ACF), VA oscillation nodes involved in the forming process. The work is topical as the construction of an analytical model of the autocorrelation function (ACF) of VA oscillations of DS is important from the point of view of the subsequent comparison with the experimental ACF, calculated from measurements of vibrations on the machine and used subsequently for determination of the DS stability margin serving a machine tool's dynamic quality estimate.

Materials and methods. To calculate the ACF VA oscillations in DS of metal-cutting machine tools the authors used its connection with the spectral density of the input "white noise" signal power and the frequency response of the machine tool's DS.

Results. Analytically, using the theory of residues the authors obtained an expression for the ACF VA oscillations in the machine tool's DS in the form of a damped cosine curve. The expression was similar to the one identified by experimental data of VA oscillations measurement.

Conclusions. The constructed theoretical model of the ACF VA oscillations of the gridning machine's DS is adequate to the ACF derived from the experimental data, which makes it possible to prove the feasibility of its use for calculation of the transfer function of the machine tool's DS with subsequent evaluation of its safety factor.

Key words: vibroacoustic oscillations, metal-cutting machine tool, dynamic system, autocorrelation function, residue theory.

Введение

Конкурентоспособность продукции машино- и приборостроения на внутреннем и внешнем рынках во многом определяется ее качеством, существенным образом зависящим от качества металлообработки, которое, в свою очередь, во многом определяется динамическим качеством станков [1–3]. Определение параметров режимов резания, при которых динамическое качество станков обеспечивает наиболее высокую точность и производительность, наиболее важно, когда в технологическом процессе применяются новые модели станков и новый инструмент [4–6].

Оценка динамического качества станков на практике осуществляется на основе измерения виброакустических (ВА) колебаний динамической системы (ДС) станка и последующей их обработки для получения ряда характеристик: спектров колебаний, среднего значения ВА колебаний в выбранном диапазоне частот, амплитудно-фазочастотной характеристик ДС станка, корреляционных функций, кепстров и др. [7–9]. По результатам измерений осуществляется не только анализ технического состояния станков, но и обосно-

вывается назначение наиболее эффективного режима резания по качеству деталей и производительности обработки. В этом случае существенным является определение информативного параметра, значение которого вычисляется на основе измерения ВА колебаний ДС станка при резании, который позволяет установить целесообразный режим обработки.

Результаты ряда исследований на шлифовальных и токарных станках, проведенных в Саратовском государственном техническом университете, показали, что достаточно перспективным с точки зрения оперативности и применимости в производственных условиях является назначение режима резания, учитывающего как качество обработки, так и производительность, на основе вычисления запаса устойчивости замкнутой ДС станка [5, 9]. Запас устойчивости определяется из передаточной функции ДС, которая, в свою очередь, вычисляется из автокорреляционной функции (АКФ) ВА колебаний при резании при условии, что на вход ДС поступает сигнал типа «белый шум». Указанное справедливо для станков в стационарном режиме резания [2, 10]. Получаемые АКФ при различных значениях параметров технологического режима имеют вид затухающих косинусоид.

Актуальность данной работы связана с тем, что научный и практический интерес представляет получение теоретической АКФ ВА колебаний на выходе ДС станка при подаче на вход сигнала типа «белый шум», формируемого процессом резания, при условии, что известна передаточная функция ДС станка.

Аналитический расчет автокорреляционной функции с использованием теории вычетов

Из классической работы [11] известно, что формула для вычисления АКФ на выходе ДС $K_{yy}(\tau)$ имеет вид

$$K_{yy}(\tau)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{yy}(\omega)e^{j\omega\tau}d\omega, \qquad (1)$$

где $S_{yy}(\omega)$ – спектральная плотность мощности (СПМ) сигнала на выходе ДС.

В свою очередь известна формула

$$S_{yy}(\omega)=\left|W(j\omega)\right|^2 S_{xx}(\omega), \qquad (2)$$

где $\left|W(j\omega)\right|^2$ – квадрат модуля частотной функции ДС; $S_{xx}(\omega)$ – СПМ сигнала на входе системы.

В нашем случае СПМ входного сигнала типа «белый шум» $S_{xx}(\omega)=S_o=1$, а ДС станка может быть описана колебательным звеном [2, 5, 9] с передаточной функцией

$$W(p)=\frac{K}{T^2p^2+2gTp+1}, \qquad (3)$$

причем $O<g<1$.

Квадрат модуля частотной функции $\left|W\left(j\omega\right)\right|^2$, полученный из (3) заменой $p = j\omega$, выражается формулой

$$\left|W\left(j\omega\right)\right|^2 = \frac{K^2}{\left(1-\omega^2T^2\right)^2 + 4g^2T^2\omega^2}. \quad (4)$$

Из формул (1), (2) и (4) следует, что

$$K_{yy}\left(\tau\right) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{K^2e^{j\omega\tau}d\omega}{\left(1-\omega^2T^2\right)^2 + 4g^2T^2\omega^2}. \quad (5)$$

Следует отметить, что корни знаменателя в формуле (5) ω_k $(k = 1,2,3,4)$ определяют полюса подынтегральной функции.

Для вычисления интеграла (5) следует использовать теорему о вычетах [12], в соответствии с которой при аналитичности однозначной функции $f(z)$ в области D за исключением изолированных особых точек, а замкнутый контур C принадлежит вместе со своей внутренностью области D и содержит внутри себя конечное число особых точек $z_1, z_2, \ldots, z_n$ и не проходит ни через одну из них, тогда

$$\frac{1}{2\pi j}\int_c f\left(x\right)dx = \sum_{k=1}^{n}\mathrm{Res}\, f\left(z_k\right), \quad (6)$$

где $\mathrm{Res}\, f\left(z_k\right)$ – вычет функции $f\left(z_k\right)$ в точке z_k.

Применяя к интегралу (5) теорему о вычетах, а также используя лемму Жордана [11], можно записать

$$\frac{1}{2\pi j}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{K^2e^{j\omega\tau}d\omega}{\left(1-\omega^2T^2\right)^2 + 4g^2T^2\omega^2} = \sum_{k=1}^{2}\mathrm{Res}\, f\left(\omega_k\right), \quad (7)$$

где $f\left(\omega\right)$ – подынтегральная функция; ω_k – полюса функции $f\left(\omega\right)$, причем интегрирование выполняется по точкам верхней полуплоскости, т.е. учитываются два корня знаменателя уравнения (5).

Для вычисления вычета в точке $z = z_k$, где z_k – простой полюс, а $f\left(z\right) = p\left(z\right)/q\left(z\right)$, причем $p(z)$ и $q(z)$ – аналитические функции в точке z_k и $p\left(z_k\right) \neq 0$, $q\left(z_k\right) = 0$, $q'\left(z_k\right) \neq 0$, используется формула [11]:

$$\mathrm{Res}\, f\left(z_k\right) = p(z_k)\,/\,q'(z_k), \quad (8)$$

где $q'\left(z\right)$ – производная от $q(z)$.

Тогда из формул (5), (7) и (8) следует, что

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{K^2e^{i\omega\tau}d\omega}{(1-\omega^2T^2) + 4g^2T^2\omega^2} = j\sum_{k=1}^{2}\frac{p(\omega_K)}{q'(\omega_K)}, \quad (9)$$

где

$$p(w) = e^{iwt},\ ,\ q(w) = (1 - w^2T^2) + 4g^2T^2w^2;$$

ω_k – корни уравнения $q(\omega) = 0$.

Для дальнейшего вычисления интеграла (9) необходимо получить выражения для комплексных корней $\omega_1,...,\omega_4$ и выяснить их расположение на комплексной плоскости.

Преобразуем функцию $q(\omega)$ к более удобному виду:

$$q(\omega) = (1 - \omega^2T^2)^2 + 4g^2T^2\omega^2 = T^4\omega^4 + 2T^2(2g^2 - 1)\omega^2 + 1. \qquad (10)$$

Затем вычислим значения корней ω_k из биквадратного уравнения:

$$T^4\omega^4 + 2T^2(2g^2 - 1)\omega^2 + 1 = 0. \qquad (11)$$

Введем замену переменных $z = \omega^2$, тогда имеем

$$T^4z^2 + 2T^2(2g^2 - 1)z + 1 = 0 \qquad (12)$$

и, соответственно,

$$z_{1,2} = \frac{(1 - 2g^2) \pm 2g\sqrt{g^2 - 1}}{T^2}. \qquad (13)$$

Из выражения (13) следует, что

$$\begin{cases} \omega_{1,2} = \pm\sqrt{z_1}, \\ \omega_{3,4} = \pm\sqrt{z_2}. \end{cases}$$

Следовательно, имеем четыре комплексных корня:

$$\begin{cases} \omega_1 = \sqrt{z_1} = \dfrac{1}{T}\sqrt{(1 - 2g^2) + 2jg\sqrt{1 - g^2}}, \\ \omega_2 = -\sqrt{z_1} = -\dfrac{1}{T}\sqrt{(1 - 2g^2) + 2jg\sqrt{1 - g^2}}, \\ \omega_3 = \sqrt{z_2} = \dfrac{1}{T}\sqrt{(1 - 2g^2) - 2jg\sqrt{1 - g^2}}, \\ \omega_4 = -\sqrt{z_2} = -\dfrac{1}{T}\sqrt{(1 - 2g^2) - 2jg\sqrt{1 - g^2}}. \end{cases} \qquad (14)$$

В общем виде корни ω_k записываются в форме

$$\omega_k = \alpha_k + j\beta_k, \qquad (15)$$

где α_K, β_K – действительная и мнимая части корней соответственно.

Для того чтобы привести выражения для корней (14) к виду (15), выполним операцию извлечения квадратного корня из комплексного числа:

$$\omega_1 = \frac{1}{T}\sqrt{(1 - 2g^2) + 2jg\sqrt{1 - g^2}} = \sqrt{\frac{\sqrt{(1 - 2g^2)^2 + 4g^2(1 - g^2)} + (1 - 2g^2)}{2}} +$$

$$+j\sqrt{\sqrt{\frac{\sqrt{(1-2g^2)^2+4g^2(1-g^2)}+(1-2g^2)}{2}}}=\frac{1}{T}(\sqrt{1-g^2}+jp)=\alpha+j\beta, \quad (16)$$

где

$$\alpha=\frac{1}{T}\sqrt{1-g^2}\ ;\ \beta=g/T\ .$$

По аналогии вычисляются выражения других корней, тогда из соотношений (14) и (16) следует

$$\begin{cases}\omega_1=\alpha+j\beta,\\ \omega_2=-(\alpha+j\beta),\\ \omega_3=\alpha-j\beta,\\ \omega_4=-(\alpha-j\beta)\cdot\end{cases} \quad (17)$$

Из (17) следует, что при вычислении интеграла (9) в соответствии с леммой Жордана необходимо учитывать только два вычета, которые определяются корнями $\omega_1=\alpha+j\beta$ и $\omega_4=-\alpha+j\beta$, лежащими в верхней полуплоскости.

Предварительно найдем выражение для производной от функции $q(\omega)$:

$$q'(\omega)=4T^2\omega(1-\omega^2T^2)+8g^2T^2\omega. \quad (18)$$

Подставив в формулу (18) вместо ω выражение $\omega_1=\alpha+j\beta$ и выполнив алгебраические преобразования, получим

$$q'(\omega_1)=4T^2(\alpha-\alpha^3T^2+3\alpha\beta^2T^2+2g^2\alpha)+j4T^2(\beta-3\alpha^2\beta T^2+\beta^3T^2+2g^2\beta),$$

или

$$q'(\omega_1)=A+jB\ , \quad (19)$$

где A и B – многочлены действительной и мнимой частей.

Аналогично для $\omega_4=-\alpha+j\beta$ получаем

$$q'(\omega_4)=-4T^2(\alpha-\alpha^3T^2+3\alpha\beta^2T^2+2g^2\alpha)+j(\beta-3\alpha^2\beta T^2+\beta^3T^2+2g^2\beta),$$

или

$$q'(\omega_4)=-A+jB \quad (20)$$

Вычислим интеграл (9) с учетом формул (17)–(19):

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{K^2e^{i\omega\tau}d\omega}{(1-\omega^2T^2)+4q^2T^2\omega^2}=jK^2\left[\frac{e^{j(\alpha+j\beta)\tau}}{A+jB}+\frac{e^{j(-\alpha+j\beta)}\tau}{-A+jB}\right]=$$

$$=jK^2\frac{(A-jB)e^{j\alpha\tau}e^{-\beta\tau}-(A+jB)e^{-j\alpha\tau}e^{-\beta\tau}}{A^2+B^2}=$$

$$= \frac{K^2}{A^2 + B^2} e^{-\beta\tau} \left[B\left(e^{j\alpha\tau} + e^{-j\alpha\tau}\right) + jA\left(e^{j\alpha\tau} - e^{j\alpha\tau}\right) \right] =$$

$$= \frac{2K^2}{A^2 + B^2} e^{-\beta\tau} \left(B\cos\alpha\tau + A\sin\alpha\tau \right). \qquad (21)$$

Следовательно, выражение для АКФ имеет вид

$$K_{yy}(\tau) = K_0 e^{-\beta\tau} \left(B\cos\alpha\tau + A\sin\alpha\tau \right), \qquad (22)$$

причем во времени оно представляет собой затухающую косинусоиду. Коэффициенты K_0, α, β, A, B являются постоянными и определяются значениями параметров K, T, g исходной передаточной функции (3).

Указанное справедливо в стационарном режиме резания при небольшой подаче круга при шлифовании и, следовательно, при невысоких силах резания.

При предварительной обработке значения параметров режима резания достаточно велики, тогда ДС станка представляется в виде двух параллельно соединенных колебательных звеньев [5]:

$$W(p) = W_1(p) + W_2(p), \qquad (23)$$

где $W_1(p)$ и $W_2(p)$ – передаточные функции шпиндельных узлов детали и инструмента, выражаемые формулами:

$$W_1(p) = \frac{K_1}{T_1^2 p^2 + 2g_1 T_1 p + 1}, \qquad (24)$$

$$W_2(p) = \frac{K_2}{T_2^2 p^2 + 2g_2 T_2 p + 1}. \qquad (25)$$

С учетом соотношений (1) и (2) выражение для АКФ имеет вид

$$K_{yy}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| W_1(j\omega) + W_2(j\omega) \right|^2 S_{xx}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \qquad (26)$$

причем СПМ $S_{xx}(\omega) = 1$, так как входной сигнал рассматривается как «белый шум».

Прежде чем вычислить интеграл (26), преобразуем выражение для квадрата модуля частотной функции:

$$\left| W_1(j\omega) + W_2(j\omega) \right|^2 = \left[W_1(j\omega) + W_2(j\omega) \right] \left[W_1(-j\omega) + W_2(-j\omega) \right] =$$

$$= \left| W_1(j\omega) \right|^2 + W_1(j\omega) W_2(-j\omega) + W_1(-j\omega) W_2(j\omega) + \left| W_2(j\omega) \right|^2. \qquad (27)$$

Первое и последнее слагаемые выражения (27) по аналогии с формулой (4) имеют вид

$$\left|W_1\left(j\omega\right)\right|^2=\frac{K_1^2}{\left(1-\omega^2T_1^2\right)^2+4g_1^2T_1^2\omega^2}, \tag{28}$$

$$\left|W_2\left(j\omega\right)\right|^2=\frac{K_2^2}{\left(1-\omega^2T_2^2\right)^2+4g_2^2T_2^2\omega^2}. \tag{29}$$

Затем вычислим сумму второго и третьего слагаемых выражения (27):

$$W_1\left(j\omega\right)W_2\left(-j\omega\right)+W_1\left(-j\omega\right)W_2\left(j\omega\right)=$$

$$=\frac{K_1}{T_1^2\left(j\omega\right)^2+2g_1T_1\left(j\omega\right)+1}\cdot\frac{K_2}{T_2^2\left(-j\omega\right)^2+2g_2T_2\left(-j\omega\right)+1}+$$

$$+\frac{K_1}{T_1^2\left(-j\omega\right)^2+2g_1T_1\left(-j\omega\right)+1}\cdot\frac{K_2}{T_2^2\left(j\omega\right)^2+2g_2T_2\left(j\omega\right)+1}=$$

$$=\frac{1}{\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)+4g^2{}_1T_1^2\omega^2\right]\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)++4g^2{}_1T_1^2\omega^2\right]}\times$$

$$\times K_1K_2\left\{\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)-2g_1T_1\omega j\right]\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)+2g_1T_1\omega j\right]+\right.$$

$$\left.+\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)+2g_1T_1\omega j\right]\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)-2g_1T_1\omega j\right]\right\}. \tag{30}$$

После раскрытия скобок и сокращения ряда членов в последнем выражении третья компонента модуля частотной функции примет вид

$$W_1\left(j\omega\right)W_2\left(-j\omega\right)+W_1\left(-j\omega\right)W_2\left(j\omega\right)=$$

$$=\frac{2K_1K_2\ \left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)\left(1-T_2^2\omega^2\right)+4g_1g_2T_1T_2\omega^2\right]}{\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)^2+4g_1^2T_1^2\omega^2\right]\left[\left(1-T_2^2\omega^2\right)^2+4g_2^2T_2^2\omega^2\right]}. \tag{31}$$

Далее разложим выражение (31) на два слагаемых с использованием метода неопределенных коэффициентов:

$$\frac{2K_1K_2\left[(1-T_1^2\omega^2)(1-T_2^2\omega^2)+4g_1g_2T_1T_2\omega^2\right]}{\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)^2+4g_1^2T_1^2\omega^2\right]\left[\left(1-T_2^2\omega^2\right)^2+4g_2^2T_2^2\omega^2\right]}=$$

$$=\frac{C_1\omega+D_1\omega}{\left(1-T_1^2\omega^2\right)^2+4g_1^2T_1^2\omega^2}+\frac{C_2\omega+D_2\omega}{\left(1-T_2^2\omega^2\right)^2+4g_2^2T_2^2\omega}=$$

$$=\frac{H_4\omega^4+H_2\omega^2\ \ +H_0}{\left[\left(1-T_1^2\omega^2\right)^2+4g_1^2T_1^2\omega^2\right]\left[\left(1-T_2^2\omega^2\right)^2+4g_2^2T_2^2\omega^2\right]}, \tag{32}$$

где

$$H_0 = 2K_1K_2,\ H_2 = 2K_1K_2(4g_1g_2T_1T_2 - T_1^2 - T_2^2),\ H_4 = 2K_1K_2T_1^2 - T_2^2.$$

Преобразуем знаменатель последней формулы, предварительно введя замену $z = \omega^2$, и определим корни уравнений:

$$T_1^4 z^2 + 2T_1^2\left(2g_1^2 - 1\right)z + 1 = 0, \tag{33}$$

$$T_2^4 z^2 + 2T_2^2\left(2g_2^2 - 1\right)z + 1 = 0. \tag{34}$$

Из уравнения (33) получим корни:

$$\begin{cases} z_1^+ = \dfrac{\left(1 - 2g_1^2\right) + 2g_1\sqrt{g_1^2 - 1}}{T_1^2}, \\ z_1^- = \dfrac{\left(1 - 2g_1^2\right) - 2g_2\sqrt{g_1^2 - 1}}{T_1^2}. \end{cases} \tag{35}$$

Далее получаем четыре комплексных корня:

$$\begin{cases} \omega_{11}^+ = \sqrt{z_1^+} = \alpha_1 + j\beta_1, \\ \omega_{11}^- = -\sqrt{z_1^+} = -\left(\alpha_1 + j\beta_1\right) = -\omega_{11}^+, \\ \omega_{12}^+ = \sqrt{z_1^-} = \alpha_1 - j\beta_1, \\ \omega_{12}^- = -\sqrt{z_1^-} = -\left(\alpha_1 - j\beta_1\right) = -\omega_{12}^+. \end{cases} \tag{36}$$

Из уравнения (34) получим корни:

$$\begin{cases} z_2^+ = \dfrac{\left(1 - 2g_2^2\right) + 2g_2\sqrt{g_2^2 - 1}}{T_1^2}, \\ z_2^- = \dfrac{\left(1 - 2g_2^2\right) - 2g_2\sqrt{g_2^2 - 1}}{T_1^2} \end{cases} \tag{37}$$

и далее имеем четыре комплексных корня:

$$\begin{cases} \omega_{21}^+ = \sqrt{z_2^+} = \alpha_2 + j\beta_2, \\ \omega_{21}^- = -\sqrt{z_2^+} = -\left(\alpha_2 + j\beta_2\right) = -\omega_{21}^+, \\ \omega_{22}^+ = \sqrt{z_2^-} = \alpha_2 - j\beta_2, \\ \omega_{22}^- = -\sqrt{z_2^-} = -\left(\alpha_2 - j\beta_2\right) = -\omega_{22}^+. \end{cases} \tag{38}$$

Учитывая формулы (36) и (38), выражение (32) можно преобразовать к виду, удобному для разложения на более простые слагаемые по методу неопределенных коэффициентов:

$$\frac{H_4\omega^4 + H_2\omega^2 + H_0}{T_1^4 T_2^4 \left(\omega^2 - \omega_{11}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{12}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{21}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{22}^2\right)} =$$

$$= \frac{C_1\omega^2 + D_1}{T_1^2\left(\omega^2 - \omega_{11}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{12}^2\right)} + \frac{C_2\omega^2 + D_2}{T_2^2\left(\omega^2 - \omega_{21}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{22}^2\right)}. \qquad (39)$$

Для нахождения коэффициентов C_1, D_1, C_2, D_2 приведем слагаемые в формуле (39) к общему знаменателю и преобразуем числитель:

$$\left(C_1\omega^2 + D_1\right)T_2^4\left(\omega^2 - \omega_{21}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{22}^2\right) + \left(C_2\omega^2 + D_2\right)T_1^4\left(\omega^2 - \omega_{11}^2\right)\left(\omega^2 - \omega_{12}^2\right) =$$

$$= T_2^4 C_1\omega^2\left[\omega^4 - \omega^2\left(\omega_{21}^2 - \omega_{22}^2\right) + \omega_{21}^2\omega_{22}^2\right] +$$

$$+ T_2^4 D_2\left[\omega^4 - \omega^2\left(\omega_{21}^2 + \omega_{22}^2\right) + \omega_{21}^2\omega_{22}^2\right] +$$

$$+ T_2^4 C_2\omega^2\left[\omega^4 - \omega^2\left(\omega_{11}^2 - \omega_{12}^2\right) + \omega_{11}^2\omega_{12}^2\right] +$$

$$+ T_1^4 D_2\left[\omega^4 - \omega^2\left(\omega_{11}^2 + \omega_{12}^2\right) + \omega_{11}^2\omega_{12}^2\right]. \qquad (40)$$

После раскрытия скобок сравним коэффициенты при различных степенях ω в формуле (40) с соответствующими коэффициентами числителя в формуле (39), а именно:

$$\left.\begin{aligned}
&- \text{при } \omega^6 : C_1T_2^4 + C_2T_1^4 = 0,\\
&- \text{при } \omega^4 : -C_1T_2^4\left(\omega_{21}^2 + \omega_{22}^2\right) + D_1T_2^4 - C_2T_1^4\left(\omega_{11}^2 + \omega_{12}^2\right) + D_2T_1^4 = H_4,\\
&- \text{при } \omega^2 : C_1T_2^4\omega_{21}^2\omega_{22}^2 - T_2^4D_1\left(\omega_{21}^2 + \omega_{22}^2\right) +\\
&\qquad + C_2T_1^4\omega_{11}^2\omega_{12}^2 - T_1^4D_4\left(\omega_{11}^2 + \omega_{12}^2\right) = H_4,\\
&- \text{при } \omega^0 : T_2^4D_1\omega_{21}^2\omega_{22}^2 + T_1^4D_2\omega_{11}^2\omega_{12}^2 = H_0.
\end{aligned}\right\} \qquad (41)$$

Получено четыре уравнения для четырех неизвестных коэффициентов C_1, C_2, D_1, D_2, так что система (41) имеет единственное решение.

Путем элементарных алгебраических преобразований уравнений системы все четыре коэффициента вычисляются. Каждый из коэффициентов C_1, C_2, D_1, D_2 зависит от величин H_0, H_2, H_4, $\alpha_1, \beta_1, \alpha_4, \beta_2$. При этом коэффициенты получаются действительными, но выражения для них достаточно громоздкими, так что здесь не приводятся. Отсюда следует, что третью компоненту модуля частотной функции (31) можно считать вычисленной, и ее вид определяется суммой двух слагаемых из выражения (39).

После вычисления всех компонент квадрата модуля частотной функции $\left|\left|W\left(j\omega\right)\right|\right|^2$, описываемых формулами (28), (29) и (39), последовательно найдем соответствующие компоненты АКФ ВА колебаний на выходе ДС. Для соотношений (28) и (29) АКФ, по аналогии с формулой (22), будут иметь вид

$$K_{yy}^{(1)}\left(\tau\right)=K_0^{(1)}e^{-\beta_1\tau}\left(b_1\mathrm{Cos}\,\alpha_1\tau+a_1\mathrm{Sin}\,\alpha_1\tau\right), \tag{42}$$

$$K_{yy}^{(2)}\left(\tau\right)=K_0^{(2)}e^{-\beta_2\tau}\left(b_1\mathrm{Cos}\,\alpha_1\tau+a_1\mathrm{Sin}\,\alpha_1\tau\right). \tag{43}$$

Применение теории вычетов и леммы Жордана [11] позволяет найти выражение для третьей компоненты АКФ с использованием формулы (39) путем вычисления интеграла (26) по корням, лежащим в верхней полуплоскости, а именно:

$$K_{yy}^{(3)}\left(\tau\right)=K_{01}^{(3)}e^{-\beta_1\tau}\left(b_{31}\mathrm{Cos}\,\alpha_1\tau+a_{31}\mathrm{Sin}\,\alpha_1\tau\right)+$$

$$+K_{02}^{(3)}e^{-\beta_2\tau}\left(b_{32}\mathrm{Cos}\,\alpha_2\tau+a_{32}\mathrm{Sin}\,\alpha_2\tau\right), \tag{44}$$

где все коэффициенты вычисляются на основе значений T_1, T_2, g_1, g_2, C_1, C_2, D_1, D_2.

Следовательно, общая АКФ, включающая компоненты (42)–(44), содержит две частотные составляющие, определяемые значениями α_1 и α_2:

$$K_{yy}\left(\tau\right)=K_{01}e^{-\beta_1\tau}\left(B_{01}\mathrm{Cos}\,\alpha_1\tau+A_{01}\mathrm{Sin}\,\alpha_1\tau\right)+$$

$$+K_{02}e^{-\beta_2\tau}\left(B_{02}\mathrm{Cos}\,\alpha_2\tau+A_{02}\mathrm{Sin}\,\alpha_2\tau\right), \tag{45}$$

где коэффициенты $K_{01}, K_{02}, A_{01}, A_{02}, B_{01}, B_{02}$ вычисляются на основе соответствующих коэффициентов соотношений (42), (43) и (44).

Во временной области АКФ, описываемая формулой (45), представляет собой затухающую косинусоиду с модуляцией амплитуды (рис. 1), что соответствует идентифицированной АКФ по экспериментальным данным [5] (рис. 2).

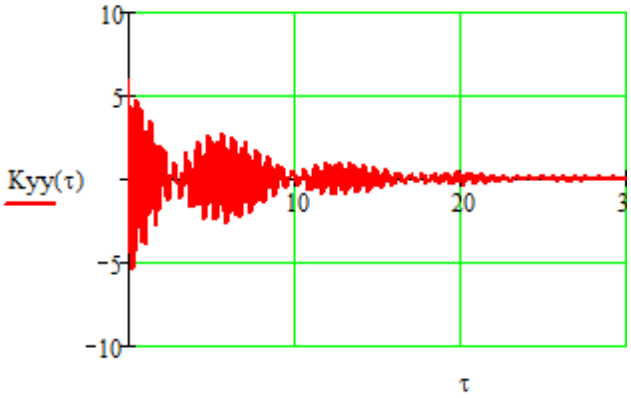


Рис. 1. Расчетная АКФ

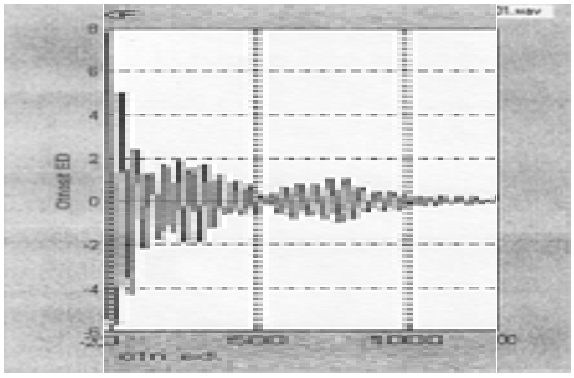


Рис. 2. Экспериментальная АКФ

Заключение

При изменении режима шлифования колец подшипников (подача абразивного круга, частоты вращения круга и заготовки) изменяется вид АКФ, параметры которой связаны с параметрами передаточных функций (3), (24), (25). Отсюда следует, что запас устойчивости ДС станка также изменяется. Определение передаточной функции ДС выполняется на основе идентификации экспериментальной АКФ, что позволяет вычислить запас устойчивости ДС [5–9], а далее по его максимуму выбрать режим шлифования с наибольшей эффективностью.

Таким образом, построенная теоретическая модель АКФ ВА колебаний ДС шлифовального станка адекватна АКФ, полученной по экспериментальным данным, что подтверждает ее соответствие реальным процессам в металлорежущем станке и позволяет обосновать целесообразность ее использования для вычисления передаточной функции ДС станка с последующей оценкой ее запаса устойчивости. Далее, как показано в работах [5, 9], запас устойчивости ДС применяется для назначения эффективного режима обработки колец подшипников.

Библиографический список

1. **Кудинов, В. А.** Динамика станков / В. А. Кудинов. – М. : Машиностроение, 1967. – 360 с.
2. **Попов, В. И.** Динамика станков / В. И. Попов, В. И. Локтев. – Киев : Техника, 1975. – 136 с.
3. **Игнатьев, А. А.** Мониторинг технологического процесса как элемент системы управления качеством продукции / А. А. Игнатьев, В. В. Горбунов, С. А. Игнатьев. – Саратов : СГТУ, 20009. – 160 с.
4. **Risbood, K. A.** Prediction of surface roughness and dimensional deviation by measuring cutting forces and vibrations in turning process / K. A. Risbood, U. S. Dixit, A. D. Sahasrabudhe // Journal of Material Processing Technology. – 2003. – Vol. 132. – P. 203–214.
5. **Игнатьев, А. А.** Стохастические методы идентификации в динамике станков / А. А. Игнатьев, В. А. Каракозова, С. А. Игнатьев. – Саратов : СГТУ, 2013. – 124 с.
6. **Козочкин, М. П.** Влияние динамических характеристик станочных узлов на вибрации при резании / М. П. Козочкин // СТИН. – 2014. – № 2. – С. 4–9.
7. **Ву, Д.** Аналитическая модель динамики резания металлов / Д. Ву, К. Лю // Конструирование и технология машиностроения. – 1985. – № 2. – С. 89–100.

8. **Добрынин, С. А.** Методы автоматизированного исследования вибраций машин : справочник / С. А. Добрынин, М. С. Фельдман, Г. И. Фирсов. – М. : Машиностроение, 1987. – 224 с.
9. **Игнатьев, А. А.** Идентификация в динамике станков с использованием стохастических методов / А. А. Игнатьев, В. В. Коновалов, С. А. Игнатьев. – Саратов : СГТУ, 2014. – 92 с.
10. **Lin, Z. H.** In-process measurement and assessment of dynamic characteristics of machine tool structures / Z. H. Lin // Int. J. Mach. Tools Manufact. – 1988. – Vol. 28, № 2. – P. 93–101.
11. **Бесекерский, В. А.** Теория систем автоматического регулирования / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – М. : Наука, 1975. – 768 с.
12. **Корн, Г.** Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн ; под ред. И. Г. Арамановича. – М. : Наука, 1984. – 832 с.

References

1. Kudinov V. A. *Dinamika stankov* [Dynamics of machine tools]. Moscow: Mashinostroenie, 1967, 360 p.
2. Popov V. I., Loktev V. I. *Dinamika stankov* [Dynamics of machine tools]. Kiev: Tekhnika, 1975, 136 p.
3. Ignat'ev A. A., Gorbunov V. V., Ignat'ev S. A. *Monitoring tekhnologicheskogo protsessa kak element sistemy upravleniya kachestvom produktsii* [Technological process monitoring as an element of the product quality management system]. Saratov: SGTU, 20009, 160 p.
4. Risbood K. A., Dixit U. S., Sahasrabudhe A. D. *Journal of Material Processing Technology*. 2003, vol. 132, pp. 203–214.
5. Ignat'ev A. A., Karakozova V. A., Ignat'ev S. A. *Stokhasticheskie metody identifikatsii v dinamike stankov* [Stochastic methods of identification in dynamics of machine tools]. Saratov: SGTU, 2013, 124 p.
6. Kozochkin M. P. *STIN*. 2014, no. 2, pp. 4–9.
7. Vu D., Lyu K. *Konstruirovanie i tekhnologiya mashinostroeniya* [Construction and mechanical engineering]. 1985, no. 2, pp. 89–100.
8. Dobrynin S. A., Fel'dman M. S., Firsov G. I. *Metody avtomatizirovannogo issledovaniya vibratsiy mashin: spravochnik* [Methods of computer-aided study of machine vibration: a reference book]. Moscow: Mashinostroenie, 1987, 224 p.
9. Ignat'ev A. A., Konovalov V. V., Ignat'ev S. A. *Identifikatsiya v dinamike stankov s ispol'zovaniem stokhasticheskikh metodov* [Identification of dynamics of machine tools using stochastic methods]. Saratov: SGTU, 2014, 92 p.
10. Lin Z. H. *Int. J. Mach. Tools Manufact*. 1988, vol. 28, no. 2, pp. 93–101.
11. Besekerskiy V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* [The theory of automatic control systems]. Moscow: Nauka, 1975, 768 p.
12. Korn G., Korn T. *Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov* [Mathematics handbook for researchers and engineers]. Moscow: Nauka, 1984, 832 p.

Игнатьев Александр Анатольевич
доктор технических наук, профессор, кафедра автоматизации, управления, мехатроники, Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина (Россия, г. Саратов, ул. Политехническая, 77)

Ignat'ev Aleksandr Anatol'evich
Doctor of engineering sciences, professor, sub-department of automation, control, mechatronics, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (77 Politekhnicheskaya street, Saratov, Russia)

E-mail: atpa@sstu.ru

Самойлова Елена Михайловна
кандидат технических наук, доцент, кафедра автоматизации, управления, мехатроники, Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина (Россия, г. Саратов, ул. Политехническая, 77)

E-mail: atpa@sstu.ru

Samoylova Elena Mikhaylovna
Candidate of engineering sciences, associate professor, sub-department of automation, control, mechatronics, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (77 Politekhnicheskaya street, Saratov, Russia)

Игнатьев Станислав Александрович
доктор технических наук, профессор, кафедра автоматизации, управления, мехатроники, Саратовский государственный технический университет имени Ю. А. Гагарина (Россия, г. Саратов, ул. Политехническая, 77)

E-mail: atpa@sstu.ru

Ignat'ev Stanislav Aleksandrovich
Doctor of engineering sciences, professor, sub-department of automation, control, mechatronics, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (77 Politekhnicheskaya street, Saratov, Russia)

УДК 681.5

Игнатьев, А. А.

Применение теории вычетов при построении аналитической модели автокорреляционной функции виброакустических колебаний в динамической системе станка / А. А. Игнатьев, Е. М. Самойлова, С. А. Игнатьев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 138–151. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-12

УДК 658.512.4
DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-13

Д. С. Елистратов, А. Н. Шурпо

ОРГАНИЗАЦИЯ ОПЕРАТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ПОДГОТОВКИ И ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ НА ОБОРУДОВАНИИ С ЧИСЛОВЫМ ПРОГРАММНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Аннотация.

Актуальность и цели. На многих современных предприятиях имеющееся оборудование с числовым программным управлением (ЧПУ) не используется эффективно. Одной из причин данной проблемы является несовершенство управления подготовкой производства деталей, результаты выполнения которой оказывают влияние на производительность оборудования. Современные автоматизированные системы позволяют улучшить качество управления производственными процессами, но в них сложно решать трудно формализуемые и неформализуемые задачи управления. Объектом исследования являются механообрабатывающие предприятия с оборудованием с ЧПУ. Цель работы – разработка модели управления процессом подготовки производства, позволяющей повысить эффективность использования оборудования с ЧПУ.

Результаты. Приведена модель оперативного управления процессом подготовки производства. Она позволяет качественно контролировать результаты деятельности каждого исполнителя процесса. Основное понятие данной модели – потенциальные угрозы, которые могут повлиять на эффективность работы оборудования с ЧПУ. Обнаружение данных угроз предлагается проводить с помощью триггеров – оповещающих знаков, по которым можно определить наличие отклонений в ходе работы. Если будет выявлено нарушение, то хозяин процесса должен будет совершить корректирующие действия, направленные на устранение возникшей рисковой ситуации.

Выводы. Предложенная модель оперативного управления может быть использована при построении корпоративной системы предприятия, что позволит выполнять автоматизацию контроля хода выполнения процесса и принимать эффективные решения по предотвращению снижения эффективности работы оборудования с ЧПУ.

Ключевые слова: подготовка производства, оперативное управление подготовкой производства, оборудование с ЧПУ, хозяин процесса, автоматизация управления.

D. S. Elistratov, A. N. Shurpo

ORGANIZATION OF OPERATIONAL CONTROL OF PREPARATION AND PRODUCTION OF PARTS ON CNC EQUIPMENT

Abstract.

Background. Available CNC equipment is not being used effectively at many modern facilities. One reason is imperfection of parts preproduction control impacting product performance. Modern automated systems allow to improve the quality of production control, but they are complicated to use for solving difficult formalized and non-formalized management tasks. The object of the study is machining

companies with CNC equipment. The purpose is to develop a model of preproduction control allowing more efficient use of CNC equipment.

Results. The article presents a model of preproduction operational control. It allows to monitor quality performance of each executor. The basic concept of this model is potential threats that may affect the performance of CNC equipment. It is proposed to detect these threats by triggers - alerting signs that help determine the presence of abnormalities in work. If a violation is found, the process owner will have to correct the risk situation.

Conclusions. The proposed model of operational control can be used in creating of a corporate information system which will perform automated monitoring of processes implementation and assist in making effective decisions to prevent a dicrease of efficient use of CNC equipment.

Key words: preproduction, preproduction operational control, CNC equipment, process owner, control automation.

Введение

Детали в современном машиностроении становятся все более сложными, и для их изготовления универсальные станки уже не подходят. В результате предприятия вынуждены закупать новое оборудование, которое будет соответствовать их требованиям. Однако впоследствии машиностроительные предприятия сталкиваются с проблемой рационального использования станков с числовым программным управлением (ЧПУ). Причин этого явления может быть много, но среди основных можно выделить недостаточную загрузку станка работой и изготовление бракованных изделий из-за ошибок, допущенных при настройке станка или разработке управляющей программы. Данная проблема является актуальной, так как при этом снижается общая производительность предприятия.

Эффективность любой деятельности на предприятии часто определяется эффективностью управления. Это характерно для многих областей науки, в том числе и для машиностроения. Если рассматривать проблему рационального использования станков с ЧПУ с этой точки зрения, то одной из причин ее возникновения является неэффективное управление технической подготовкой производства, в которой основным является процесс подготовки и изготовления деталей – от создания конструкторской и технологической документации до получения готового изделия.

Для современных предприятий характерна функциональная структура управления, при которой за каждым сотрудником закреплен перечень выполняемых им функций. Данная функциональная структура хорошо зарекомендовала себя в тех предприятиях, в которых одно структурное подразделение выполняет какой-либо процесс от начала и до конца. Однако сейчас для предприятий характерно разделение одного процесса на несколько функций, каждую из которых выполняет узкоспециализированная группа сотрудников. Результатом данной структуры управления явилась некоторая изоляция функциональных подразделений друг от друга, из-за чего было затруднено взаимодействие сотрудников различных отделов. Вместе с другими недостатками (недостаточная скорость корректировки данных в случае изменения требования внешней среды, увеличение количества уровней принятия решений и т.д.) это привело к тому, что предприятия стали переходить на про-

цессную структуру управления. При данной структуре любое предприятие рассматривается как бизнес-система, включающая в себя связанное множество процессов. Среди преимуществ процессного подхода над функциональным можно выделить следующие:

- Повышение эффективности деятельности персонала.
- Возможность документирования системы производственных бизнес-процессов с целью последующей ее оптимизации.
- Повышение точности и скорости принятия управленческих решений при изменении внешних условий.
- Контроль своевременного и качественного управления.

Таким образом, данный подход представляет больше возможностей для эффективного управления производственными процессами, в частности, процессом подготовки и производства изделий.

На данный момент разработано большое количество разнообразных систем автоматизации процессов на предприятии. Применительно к управлению процессом подготовки и изготовления деталей можно выделить MES-системы (Manufacturing Execution System – система управления производственными процессами). Данные системы уже поспособствовали улучшению качества процесса организационной подготовки производства на многих современных предприятиях, однако они обладают важным недостатком, который касается сложности решения трудно формализуемых и неформализуемых задач управления производством [1, 2]. В данной работе будет рассмотрена проблема контроля хода выполнения работ во время процесса подготовки и изготовления деталей на оборудовании с ЧПУ.

1. Процессная модель управления подготовкой производства

Управление производственным процессом в данной работе предлагается рассмотреть с позиции возникающих рисковых ситуаций во время этого процесса. Рисковая ситуация – состояние процесса, при котором есть вероятность снижения эффективности работы оборудования с ЧПУ. При этом действие, которое может вызвать подобную ситуацию, можно рассматривать в качестве потенциальной угрозы.

Для процессной структуры управления характерно наличие хозяина процесса, который несет ответственность за результаты осуществления процесса и принимает управленческие решения для обеспечения эффективности деятельности. При обычном (ситуационном) управлении он реагирует на угрозы уже после нарушения хода работы процесса, когда корректировка весьма затратна. Например, в результате анализа получения бракованной детали было выявлено несоответствие некоторых размеров 3D-модели детали чертежу. Итогом стало повторное выполнение подготовки производства. Подобные ситуации негативно сказываются на производительности предприятия.

Модель данного вида управления представлена на рис. 1.

При такой структуре управления хозяин процесса реагирует на возникшую угрозу уже после того, как она повлияла на эффективность работы оборудования. Отсутствие контроля работы каждого исполнителя в производственном процессе, где качество выполнения любого последующего подпроцесса зависит от предыдущего, негативно сказывается на выполнении

процесса. В конечном итоге это может привести к остановке оборудования, в чем и заключается существенный недостаток данной модели.

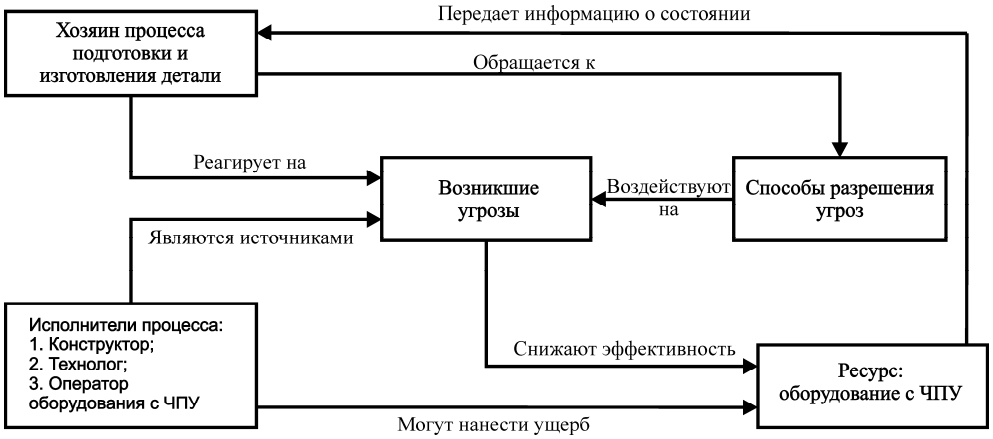


Рис. 1. Модель ситуационного управления процессом подготовки и изготовления детали на оборудовании с ЧПУ

Одним из способов решения данной проблемы может стать введение оперативного управления процессом, которое отличается от стандартного управления контролем результатов работы каждого исполнителя. Для этого необходимо выделить ряд показателей, по которым можно будет оценить, корректно ли выполняется/передается процесс или наблюдаются какие-либо незапланированные отклонения. Показатели выбираются либо хозяином единолично, либо группой заинтересованных в процессе исполнителей и могут поддаваться либо количественной, либо качественной оценке. Отклонение значения любого показателя (независимо от этапа рассматриваемого процесса, на котором он применяется) является потенциальной угрозой для эффективной работы станка с ЧПУ. Если в процессе наблюдается возможность ее возникновения, то хозяин должен оперативно принять корректирующие действия. Если же отклонения незначительны, то от каких-либо действий можно отказаться.

В общем виде модель оперативного управления процессом подготовки и изготовления деталей показана на рис. 2.

Основными этапами рассматриваемого способа управления являются:

1. Сбор информации о возможных угрозах в области ответственности каждого исполнителя, вовлеченного в процесс подготовки и изготовления деталей. Чем больше на данном этапе будет определено потенциальных угроз, тем больше будет рассмотрено решений для их предотвращения.

В качестве примеров, в которых источниками угроз были бы конструктор, технолог и оператор станка, можно привести следующие:

– на этапе конструкторской подготовки производства: ошибки при составлении чертежа и модели детали, несоблюдение ГОСТов;

– на этапе технологической подготовки производства: неправильный выбор оснастки, неверный маршрут обработки детали;

– на этапе изготовления деталей на оборудовании с ЧПУ: некорректно выбранный инструмент для магазина, неправильно установленная рабочая система координат.

2. Обработка и анализ полученных данных. На данном этапе необходимо определить показатели по найденным на первом этапе угрозам для контроля процесса, а также:

– степень их важности;

– нормы (количественные и качественные) для их оценки;

– допустимые отклонения;

– оповещающие знаки (триггеры), с помощью которых можно отследить отклонение значения любого показателя от нормы. Они могут показывать как факт реализации угрозы, так и ее зарождение.

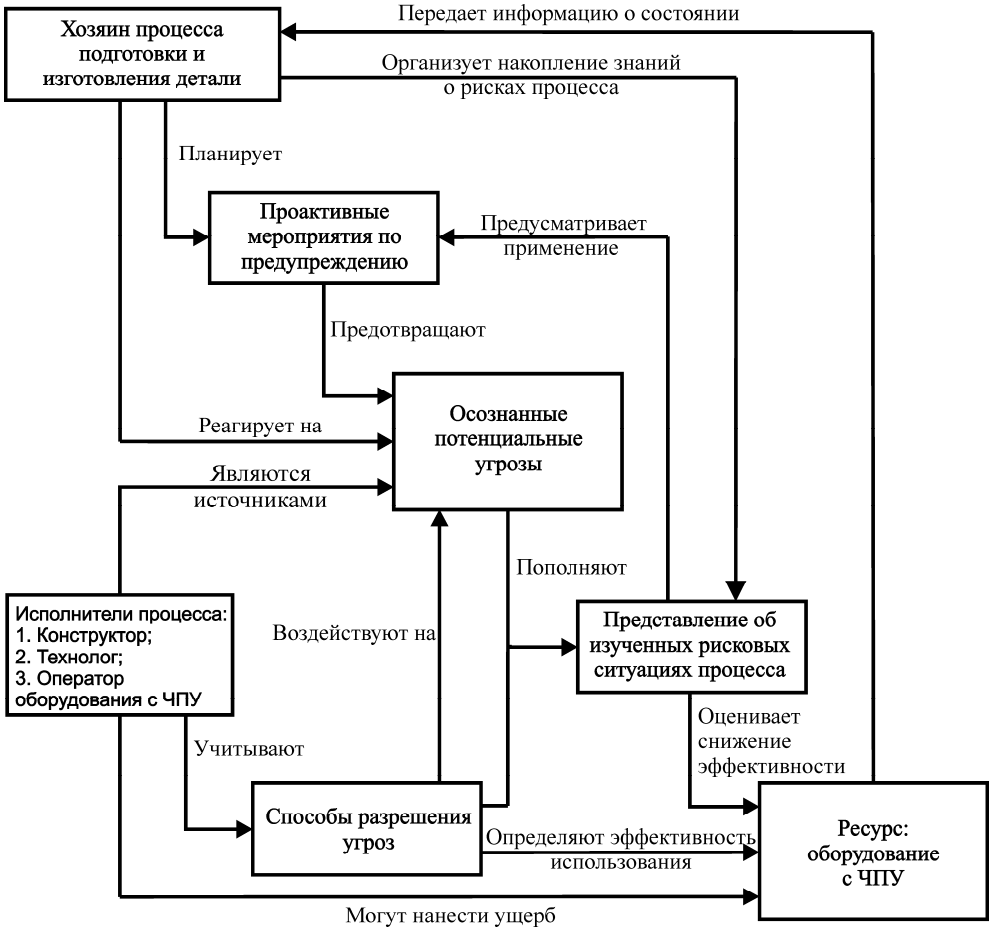


Рис. 2. Модель оперативного управления процессом подготовки и изготовления детали на оборудовании с ЧПУ

Результаты данной задачи должны быть зафиксированы в базе знаний, которая обладает возможностью добавления новых и изменения уже внесенных сведений об обнаруженных угрозах.

3. Планирование проактивных мероприятий по предотвращению возникновения угроз. Они должны содержать корректирующие действия, которые будут предприняты в случае появления триггера какой-либо угрозы. Данные мероприятия могут быть разработаны как для всего списка угроз, так и только для тех, которые имеют определенную степень важности.

В качестве примера возможных вариантов предотвращения возникновения угроз можно назвать следующие:

1) информационные. Организуется согласование деятельности исполнителей процесса, в результате чего каждый участник использует актуальную и достоверную информацию. То же анкетирование, проводимое на первом этапе, может помочь выявить требования к качеству информации, которую исполнитель ожидает от своего коллеги с предыдущего этапа;

2) деятельностные. Улучшается работа конкретного исполнителя. Например, технолог может использовать компьютерное моделирование с целью визуализации процесса обработки детали на станке с ЧПУ для предотвращения возможных столкновений инструмента и заготовки.

Полученная на данном этапе информация также должна быть занесена в базу знаний.

4. Контроль возникновения рисковых ситуаций, а именно отслеживание известных угроз и поиск новых. Это возможно выполнить с наличием обратной связи между процессом и его хозяином, которая должна обеспечивать своевременность, полноту и достоверность получаемой информации.

При срабатывании какого-либо триггера хозяин должен воспользоваться разработанными предотвращающими действиями для соответствующей угрозы и тем самым снизить потенциальные риски для ресурса.

2. Использование предложенной модели управления

Разработанная модель может быть реализована как отдельной программой, так и в качестве модуля корпоративной информационной системы. В обоих случаях необходима тесная интеграция с базой знаний, откуда будет браться информация для поиска необходимых решений.

Модель, представленная отдельной программой, может помочь автоматизировать деятельность хозяина процесса. В этом случае он может использовать триггер в качестве входного аргумента и на выходе получать необходимые в данной ситуации действия.

Если рассматривать реализацию модуля, то он должен быть интегрирован с другими частями корпоративной информационной системы и опираться на данные, полученные с помощью них. При срабатывании триггера произойдет обращение к базе знаний и поиск соответствующей рисковой ситуации. Оптимальные действия по предотвращению угрозы могут быть выбраны как автоматически на системе приоритетов, так и в диалоговом режиме самим хозяином процесса.

Для эффективности работы модели должен быть соблюден ряд принципов, среди которых важными являются:

– централизованность (все управление сосредоточено в руках хозяина процесса);

– контроль должен быть прямым со стороны хозяина;

– гибкость (возможность перестроиться в зависимости от изменяющихся требований к каждому этапу процесса подготовки и изготовления деталей);

– приоритетность наблюдения (проверка хода выполнения работ происходит только по значимым моментам деятельности исполнителей процесса);

– максимальная автоматизация (работа системы должна осуществляться при минимальном вмешательстве хозяина) [3].

Заключение

В результате оперативное управление процессом подготовки и изготовления деталей может привести к значительному увеличению эффективности использования оборудования благодаря преждевременному нахождению возможных угроз, а также проведению опережающих действий по их устранению. Использование представленной модели при построении информационной системы предприятия позволит хозяину проводить качественный контроль процесса и принимать эффективные решения при возникновении любого типа рисковых ситуаций в будущем.

Библиографический список

1. **Мизюн, В.** Управление производственными системами и процессами / В. Мизюн. – URL: http://www.cfin.ru/management/manufact/manufacturing_sys-01.shtml.
2. Управление производством, MES, исполнительные производственные системы. – URL: http://mesforum.ru.
3. **Травин, В. В.** Принципы и технология управленческого контроля / В. В. Травин. – URL: http://www.elitarium.ru/upravlencheskij-kontrol-menedzhment-sistema-kontrolja-otklonenie-standart-izmerenie.

References

1. Mizyun V. *Upravlenie proizvodstvennymi sistemami i protsessami* [Control of production systems and processes]. Available at: http://www.cfin.ru/management/manufact/manufacturing_sys-01.shtml.
2. *Upravlenie proizvodstvom, MES, ispolnitel'nye proizvodstvennye sistemy* [Production control, MES, actuator production systems]. Available at: http://mesforum.ru.
3. Travin V. V. *Printsipy i tekhnologiya upravlencheskogo kontrolya* [The principles and technology of managerial control]. Available at: http://www.elitarium.ru/upravlencheskij-kontrol-menedzhment-sistema-kontrolja-otklonenie-standart-izmerenie.

Елистратов Дмитрий Сергеевич
аспирант, Московский государственный технологический университет «СТАНКИН» (Россия, г. Москва, Вадковский переулок, 3а)

E-mail: zyreshex@inbox.ru

Elistratov Dmitriy Sergeevich
Postgraduate student, Moscow State Technological University “STANKIN” (3a Vadkovsky lane, Moscow, Russia)

Шурпо Александр Николаевич
кандидат технических наук, старший научный сотрудник лаборатории № 1, Институт конструкторско-технологической информатики Российской академии наук (Россия, г. Москва, Вадковский переулок, 18, стр. 1А)

E-mail: a-shurpo@yandex.ru

Shurpo Aleksandr Nikolaevich
Candidate of engineering sciences, senior staff scientist, laboratory №1, Institute of Design and Production Informatics of the Russian Academy of Sciences (building 1a, 18 Vadkovsky lane, Moscow, Russia)

УДК 658.512.4
Елистратов, Д. С.
Организация оперативного управления процессом подготовки и изготовления деталей на оборудовании с числовым программным управлением / Д. С. Елистратов, А. Н. Шурпо // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1 (41). – С. 152–159. DOI 10.21685/2072-3059–2017-1-13

Вниманию авторов!

Редакция журнала «Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки» приглашает специалистов опубликовать на его страницах оригинальные статьи, содержащие новые научные результаты в области информатики, вычислительной техники, управления, электроники, измерительной техники, радиотехники, машиностроения, машиноведения, а также обзорные статьи по тематике журнала.

Статьи, ранее опубликованные, а также принятые к опубликованию в других журналах, редколлегией не рассматриваются.

Редакция принимает к рассмотрению статьи, подготовленные с использованием текстового редактора Microsoft Word for Windows (тип файла – RTF, DOC).

Необходимо представить статью в электронном виде (VolgaVuz@mail.ru) и дополнительно на бумажном носителе в двух экземплярах. Оптимальный объем рукописи 10–14 страниц формата А4. Основной шрифт статьи – Times New Roman, 14 pt через полуторный интервал. Статья **обязательно** должна содержать индекс УДК, ключевые слова и развернутую аннотацию объемом от 100 до 250 слов, имеющую четкую структуру **на русском** (Актуальность и цели. Материал и методы. Результаты. Выводы) **и английском языках** (Background. Materials and methods. Results. Conclusions).

Рисунки и таблицы должны быть размещены в тексте статьи и представлены в виде отдельных файлов (растровые рисунки в формате TIFF, BMP с разрешением 300 dpi, векторные рисунки в формате Corel Draw с минимальной толщиной линии 0,75 pt). Рисунки должны сопровождаться подрисуночными подписями.

Формулы в тексте статьи **обязательно** должны быть набраны в редакторе формул Microsoft Word Equation (версия 3.0) или MathType. Символы греческого и русского алфавита должны быть набраны прямо, нежирно; латинского – курсивом, нежирно; обозначения векторов и матриц прямо, жирно; цифры – прямо, нежирно. Наименования химических элементов набираются прямо, нежирно. Эти же требования **необходимо** соблюдать и в рисунках. Допускается вставка в текст специальных символов (с использованием шрифтов Symbol).

В списке литературы **нумерация источников** должна соответствовать **очередности ссылок** на них в тексте ([1], [2], …). Номер источника указывается в квадратных скобках. **Требования к оформлению списка литературы** на русские и иностранные источники: **для книг** – фамилия и инициалы автора, название, город, издательство, год издания, том, количество страниц; **для журнальных статей, сборников трудов** – фамилия и инициалы автора, название статьи, полное название журнала или сборника, серия, год, том, номер, страницы; **для материалов конференций** – фамилия и инициалы автора, название статьи, название конференции, город, издательство, год, страницы.

К материалам статьи **должна** прилагаться следующая информация: фамилия, имя, отчество, ученая степень, звание и должность, место и юридический адрес работы (на русском и английском языках), e-mail, контактные телефоны (желательно сотовые).

Обращаем внимание авторов на то, что перевод имен собственных на английский язык в списке литературы осуществляется автоматически с использованием программы транслитерации в кодировке BGN (сайт translit.ru). Для обеспечения единообразия указания данных об авторах статей во всех реферируемых базах при формировании авторской справки при подаче статьи необходимо предоставить перевод фамилии, имени, отчества каждого автора на английский язык, или он будет осуществлен автоматически в программе транслитерации в кодировке BGN.

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается. Рукопись, полученная редакцией, не возвращается. Редакция оставляет за собой право проводить редакторскую и допечатную правку текстов статей, не изменяющую их основного смысла, без согласования с автором.

Статьи, оформленные без соблюдения приведенных выше требований, к рассмотрению не принимаются.

Уважаемые читатели!

Для гарантированного и своевременного получения журнала **«Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки»** рекомендуем вам оформить подписку.

Журнал выходит 4 раза в год по тематике:

- ***информатика***
- ***вычислительная техника***
- ***управление***
- ***электроника***
- ***измерительная техника***
- ***радиотехника***
- ***машиностроение***
- ***машиноведение***

Стоимость одного номера журнала – 500 руб. 00 коп.

Для оформления подписки через редакцию необходимо заполнить и отправить заявку в редакцию журнала: факс/тел. (841-2) 36-84-87. E-mail: VolgaVuz@mail.ru

Подписку можно также оформить по объединенному каталогу «Пресса России» тематические разделы «Компьютеры. Информатика. Программные продукты», «Машиностроение», «Научно-технические издания. Известия РАН. Ивестия вузов». Подписной индекс – 36949.

ЗАЯВКА

Прошу оформить подписку на журнал «Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки» на 20__ г.

№ 1 – _____ шт., № 2 – _____ шт., № 3 – _____ шт., № 4 – _____ шт.

Наименование организации (полное)_____

_____

ИНН _____ КПП_____

Почтовый индекс _____

Республика, край, область_____

Город (населенный пункт)_____

Улица _____ Дом _____

Корпус _____ Офис _____

ФИО ответственного _____

Должность_____

Тел. _____ Факс _____ E-mail_____

Руководитель предприятия _____ _____

(подпись) (ФИО)

Дата «____» _____ 20__ г.