

Краткие сообщения

УДК 681.3

Н.Г. Губанов

МЕТОДЫ ИНФОРМАЦИОННОГО АНАЛИЗА ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Рассмотрена проблема информационного анализа сложных технических объектов. Предложен подход к инвестиционному проектированию сложных технических объектов, основанный на методах управления динамическими системами.

Управление развитием сложных технических объектов (СТО) является важной составляющей современной промышленной деятельности. Проблема эффективного управления СТО охватывает широкий круг прикладных областей – от проектирования и производства сложных наукоёмких изделий до обеспечения безопасной эксплуатации потенциально опасных промышленных объектов. Востребованность практических результатов в данных областях обуславливает активные исследования по разработке обобщенных методов анализа, синтеза и управления СТО.

Для описания СТО во времени используют понятие жизненного цикла ЖЦ СТО, отражающее период его существования. ЖЦ СТО исчисляется от начала работ по созданию аналога и технического задания на объект до полной его деградации, которая завершается снятием системы вначале с серийного производства, а затем и с эксплуатации [1].

Различают два периода ЖЦ СТО: период развития системы и период целевого функционирования с постепенно развивающейся деградацией. Каждый период разделяют на различные этапы. Деятельность на периоде развития СТО связана с научно-исследовательской, проектной и производственной деятельностью, а для целевого функционирования с развивающейся деградацией профессиональная деятельность направлена на сохранение во времени заданных показателей эффективности.

Проектирование развития СТО заключается в планировании ряда этапов жизненного цикла, перекрывающих и накладывающихся во времени друг на друга в различных комбинациях. В этой связи представление ЖЦ СТО как динамической системы позволяет формировать методы анализа, оценки и управления, позволяющие оценить такие параметры инвестиционных проектов, как их устойчивость, допустимые воздействия среды, обратимость различных процессов, а также проследить траектории развития объекта и оптимизировать его эксплуатацию. При такой постановке ещё острее встаёт проблема информационного анализа системы – оценки энтропии системы и решения одной из ключевых задач представления информации о системе. Предпочтительно, чтобы решение задачи представления в данном случае основывалось на компромиссе между методами теории представлений и понятийной декомпозиции предметной области, реализуемом на основе функциональной, структурной или объектной методологии анализа.

Такой подход позволяет выстраивать декомпозиционные схемы основываясь на поиске регулярности объекта с использованием основополагающих принципов теории образов – атомистичности, комбинаторности, наблюдаемости и реалистичности [3], что дает возможность формировать алгоритмы и методы синтеза знаний новых проектов, применяя опыт имеющихся, и проводить оценку знаний на этапе анализа проекта. На начальном этапе предполагается, что знания объекта Z формируются из атомарных знаний Z^a и правил Z^p , налагающих ограничения на связи между ними:

$$Z = (Z^a, Z^p).$$

Полученная комбинаторная структура объединяет декларативную и процедурную части знаний объекта, а правило формирования связей определяет тип регулярности данной структуры.

Для решения задач анализа структуры и содержания знаний объекта на этапе планирования проекта и синтеза знаний нового объекта при проектировании необходимо формировать алгоритмы обработки данных комбинаторных структур. К данным алгоритмам, в частности, относятся алгоритмы формирования правил идентификации, восстановления структуры и т.п. Для этой цели целесообразно применение процедуры распознавания – определения отношения Z к ближайшему классу комбинаторных структур. В этой

связи возможно применить методологию иерархической таксономии, которая позволяет проводить анализ структурных объектов иерархического характера.

При формировании знаний проекта из различных массивов данных необходимо провести сравнение между собой их внутренних структур, что приводит к необходимости измерять степень близости между иерархическими структурами.

Предметные области описываются данными и знаниями, которые являются основными понятиями интеллектуальной системы принятия решений. Выделяют ряд этапов для усложнения данных и превращения их в знания. Каждый этап обогащает информацию свойствами внутренней интерпретируемости, структурированности, связности, шкалирования, семантической метрики, наличием активности. В БЗ утверждения, не требующие обоснования, возможны в условиях, когда исходная система аксиом и правил вывода для множества высказываний с заданными свойствами должна обеспечивать возможность вывода всех высказываний, входящих в это множество, а также не позволять выводить высказывания, не принадлежащие заданному множеству. Кроме того, данная система должна точно описывать сущности предметной области и придавать удовлетворительные значения функции. Однако на практике данные и знания, описывающие предметные области, характеризуются следующими свойствами: неполнота; противоречивость; неточность; неопределенность; нечёткость.

Поэтому в основу построения баз знаний необходимо использовать индуктивные и абдуктивные методы вывода. Абдукция как процесс формирования объясняющей гипотезы служит методологической основой построения алгоритмов правдоподобного вывода. Функционально абдуктивный вывод заключается в принятии решения по выбору оптимального объяснения наблюдения на основе заданной теории. Для данного исследования абдукция интересна как средство решения следующих классов задач: задача распознавания целей и стратегий деятельности субъекта, задача формирования моделей по наблюдениям за объектом, задача накопления и усвоения знаний, описывающих новые явления, моделирующая использование накопленного опыта для обработки новых знаний.

Алгоритм функционирования систем для пересматриваемой аргументации заключается в выполнении последовательности следующих процедур:

- определение аргумента как дерева выводов, основанного на посылках, либо как дедукции, либо как пары «посылка— заключение»;
- определение конфликта между аргументами, идентифицируемого как опровержение аргумента или как подрыв аргумента;
- определение поражения аргумента формированием бинарного отношения на множестве аргументов;
- оценка аргументов по параметрам, определяемым спецификой предметной области.

Проблемы построения абдуктивного вывода заключаются в выборе критерия оценки варианта объяснения, характеризующего степень его правдоподобия. Общая оценка качества абдукции основана на ряде подходов: подходы, основанные на покрытии множеств и предполагающие порождение множества гипотез и отбор подмножества, которое представляет наилучшее объяснение для наблюдения, определяемое с использованием покрытий объяснений из числа этих гипотез; подходы, основанные на логике; подход на уровне знаний, который рассматривает абдукцию на уровне неявных убеждений, основанных на логических моделях.

Индуктивный вывод в сложных системах позволяет строить обобщенные модели знаний и основан на построении некоторого общего правила на основании анализа конечного множества наблюдаемых фактов. Качество обобщенных моделей зависит от полноты набора фактов, которым он пользуется при формировании гипотез. Процедурно процесс индуктивного вывода сложно формализуем и заключается в машинном построении новых гипотез на основе наблюдаемых фактов. Индукционный вывод позволяет решать следующие классы задач:

- задача индуктивного формирования понятий с целью выделения наиболее общих или характерных фрагментов знания; при этом необходимо избавляться от случайной несистемной информации;
- задача машинного обучения, где на основе анализа обучающей выборки дается прогноз о новых объектах;
- задача распознавания, которая заключается в формировании решающего правила, относящего объект к определенному классу.

Анализ развития современных систем логического вывода показывает перспективность использования в рамках одной системы комплексного подхода, включающего абдукции для получения гипотез, которые объясняют наблюдения за параметрами системы состоянием среды, индукции для формирования и оценки правил вывода, и дедукции для прогнозирования перспективного состояния системы.

1. Саркисян С.А., Ахундов В.М., Минаев Э.С. Большие технические системы. Анализ и прогноз развития. М., Наука, 1977. 350 с.
2. Охтилев М.Ю., Соколов Б.В., Юсупов Р.М. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов. М.: Наука, 2006. 410 с.
3. Гренандер У. Лекции по теории образов: Регулярные структуры. М.: Мир, 1983.

Статья поступила в редакцию 13 марта 2007 г.

УДК 51-7

Т.М. Егорова

АНАЛИЗ И ОЦЕНКА СИСТЕМ ФОРМИРОВАНИЯ И КВАЛИМЕТРИИ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ ЗНАНИЙ С ПОМОЩЬЮ ТЕОРИИ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ

Рассмотрена проблема оценки систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний. Приводится решение задачи с применением аппарата теории нечетких множеств. В частности, построено дерево логического вывода, связывающее частные и интегральный показатели и позволяющее получить знания о качестве исследуемых систем.

Систематические исследования в области компьютерной поддержки процесса обучения имеют более чем сорокалетнюю историю. За этот период в разных странах было создано большое количество автоматизированных систем учебного назначения, ориентированных на различные типы ЭВМ и решающих задачи формирования и оценки профессиональных знаний. Однако очень серьезная проблема заключается в том, что в настоящий момент требуется не только создавать программное обеспечение для подготовки и переподготовки специалистов различного профиля, но оценивать качество самих обучающих программ.

Существенным моментом при оценке систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний является исследование качества с применением системного подхода. Системность качества раскрывается в единстве двух аспектов рассмотрения внешних и внутренних свойств. Одним из широко применяемых методов получения предварительных знаний о качестве систем является экспертный метод. Однако результаты общей экспертной оценки сложного комплекса свойств, каким является качество, имеют элементы неопределенности и необоснованности. Поэтому экспертная оценка в целом предварительная, не насыщенная информационно и только в первом приближении ориентировочно характеризует качество систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний [1].

С другой стороны, применение детерминированных методов вносит определенность в те ситуации, где ее в действительности не существует. Подход на основе теории нечетких множеств является, по сути дела, альтернативой общепринятым количественным методам анализа систем. Он имеет три основные отличительные черты:

- вместо или в дополнение к числовым переменным используются нечеткие величины и так называемые «лингвистические» переменные;
- простые отношения между переменными описываются с помощью нечетких высказываний;
- сложные отношения описываются нечеткими алгоритмами.

Такой подход дает приближенные, но в то же время эффективные способы описания настолько сложных и плохо определенных систем, что они не поддаются точному математическому анализу. До работ Л.Заде подобная качественная информация, по существу, просто терялась. Теоретические основания данного подхода вполне точны и строги в математическом смысле и не являются сами по себе источником неопределенности, степень точности решения задается в соответствии с целью и требованиями поставленной задачи, а также в соответствии с точностью имеющихся данных [2].

В общем случае при анализе систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний неточность возникает:

- из-за неточности оценки экспертами каждого критерия по каждой категории;
- из-за невысокой надежности получаемых экспертных данных, поскольку критериев качества много, а каждый критерий необходимо оценить по нескольким категориям;
- нечеткость в процессе принятия решения о качестве системы после повторного проведения экспертного оценивания системы.

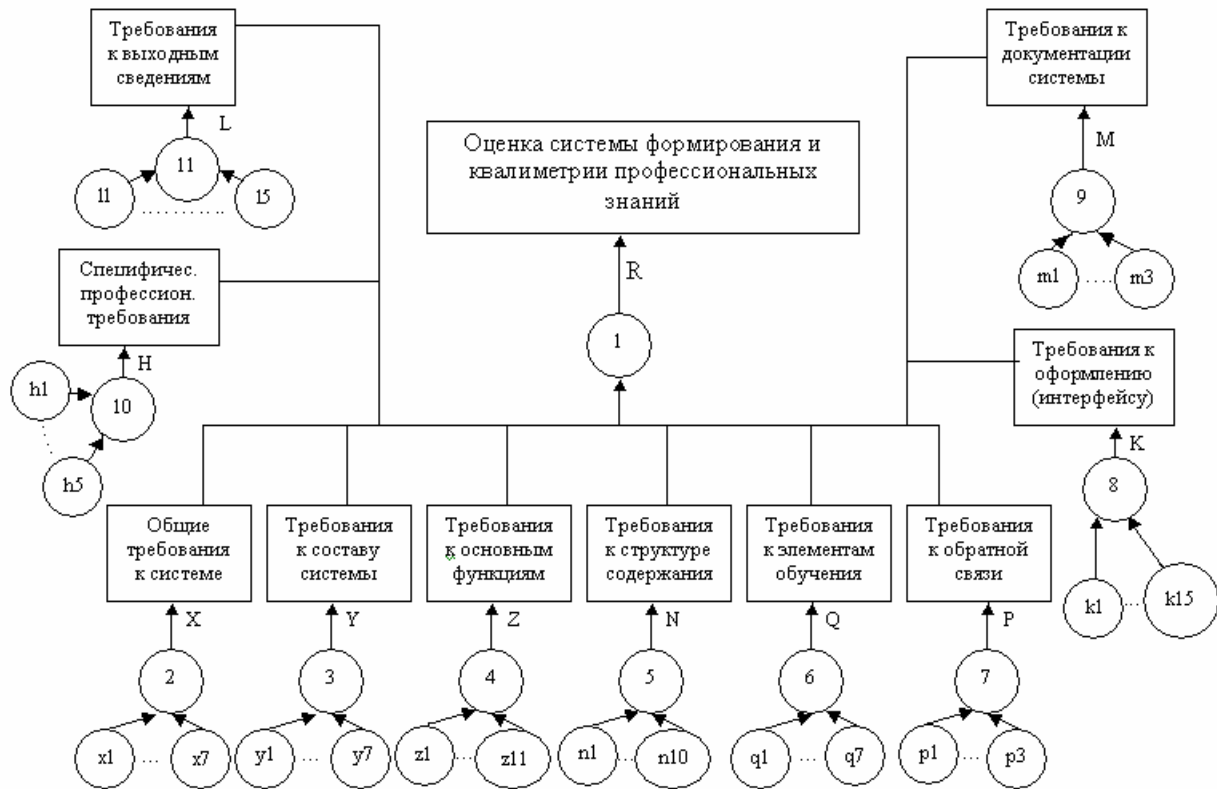
В целом анализ и комплексную оценку систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний, представляющих собой многокритериальную оценку, можно рассматривать также как задачу идентификации, включающую такие этапы:

- устанавливается зависимость между входными и выходной переменными;
- выходная переменная ассоциируется с объектом идентификации, т.е. с видом принимаемого решения;
- выходная и входные переменные могут иметь количественные и качественные оценки;
- структура взаимосвязи между выходной и входными переменными описывается правилами ЕСЛИ <входы>, ТО <выход>, использующими качественные оценки переменных и представляющими собой нечеткие базы знаний.

В целом оценивание на каждом из указанных этапов дает комплексную оценку на основе сформированных нечетких баз знаний. При этом все показатели для проведения оценки систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний можно разбить на частные показатели, влияющие на интегральный показатель.

Обозначим R - интегральный показатель качества системы формирования и квалиметрии профессиональных знаний. Для оценки этого показателя выделим группы критериев:

- X - качество общих требований к системе;
- Y - качество требований к составу системы;
- Z - качество требований к основным функциям;
- N - качество требований к структуре содержания;
- Q - качество требований к элементам обучения системы;
- P - качество требований к обратной связи в системе;
- K - качество требований к оформлению (интерфейсу);
- M - качество требований к документации;
- H - качество специфических профессиональных требований к системе.



Р и с. 1. Дерево взаимосвязи интегрального и частных показателей

При этом каждый критерий в группе определяется набором своих частных показателей. Иерархия показателей качества представлена на рис. 1 в виде дерева вывода, которому соответствует система соотношений:

$$R = f_R(X, Y, Z, N, Q, P, K, M, L, H), \quad X = f_X(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7),$$

$$Y = f_Y(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7), \quad Z = f_Z(z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6, z_7, z_8, z_9, z_{10}, z_{11}),$$

$$X = f_X(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7), \quad Q = f_Q(q_1, q_2, \dots, q_7), \quad P = f_P(p_1, p_2, p_3),$$

$$K = f_K(k_1, k_2, \dots, k_{15}), M = f_M(m_1, m_2, m_3), L = f_L(l_1, l_2, \dots, l_5), \\ H = f_H(h_1, h_2, \dots, h_5).$$

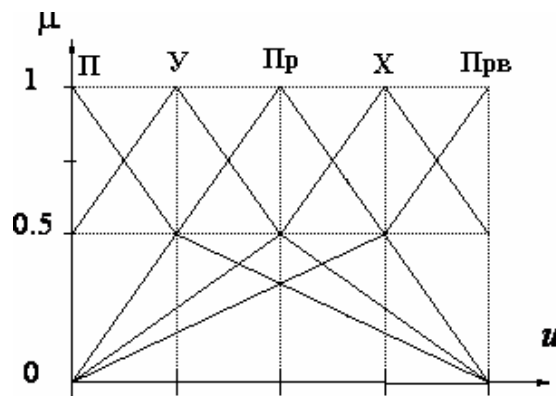
Этим соотношениям будут поставлены в соответствие нечеткие логические уравнения, которые позволяют определять уровень показателя R .

Таким образом, интегральным показателем является комплексная оценка системы формирования и квалиметрии профессиональных знаний, ее качество, складывающееся из частных показателей – групп критериев, по которым эксперты выносят свои суждения.

Оценку качества систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний предлагается проводить на 7 уровнях: r_1 - очень низкий; r_2 - низкий; r_3 - ниже среднего; r_4 - средний; r_5 - выше среднего; r_6 - высокий; r_7 - очень высокий.

Чем больше уровней имеет показатель качества, тем точнее его оценка. Но использование более 9 уровней нецелесообразно, поскольку из психологии известно, что в оперативной памяти человека удерживается одновременно не более чем 7 ± 2 понятий [3].

Пусть лингвистические переменные $x_1 \div x_7$, $y_1 \div y_7$, $z_1 \div z_{11}$, $n_1 \div n_{10}$, $q_1 \div q_7$, $p_1 \div p_3$, $k_1 \div k_{15}$, $m_1 \div m_3$, $h_1 \div h_5$, $l_1 \div l_5$ и $X, Y, Z, N, Q, P, K, M, H, L$ оцениваются нечеткими термами: Π – плохо, $У$ – удовлетворительно, Пр – приемлемо, X – хорошо, Прв – превосходно, которые определены с помощью функций принадлежности (рис. 2).



Р и с. 2. Функции принадлежности нечетких термов

На основе нечетких термов задаются знания о соотношениях, изображенных на дереве вывода, в виде матриц, т.е. формируются базы знаний, на основе которых можно записать логические уравнения для оценки качества систем. Например,

$$\begin{aligned} \mu^{\text{Прв}}(R) = & \mu^X(x_1) \wedge \mu^X(x_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(x_3) \wedge \mu^{\text{Прв}}(x_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(x_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(x_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(x_7) \vee \\ & \vee \mu^X(y_1) \wedge \mu^{\text{Пр}}(y_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(y_3) \wedge \mu^{\text{Прв}}(y_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(y_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(y_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(y_7) \vee \\ & \vee \mu^X(z_1) \wedge \mu^X(z_2) \wedge \mu^X(z_3) \wedge \mu^X(z_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_7) \wedge \\ & \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_8) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_9) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_{10}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(z_{11}) \vee \\ & \vee \mu^X(n_1) \wedge \mu^X(n_2) \wedge \mu^X(n_3) \wedge \mu^X(n_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_7) \wedge \\ & \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_8) \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_9) \wedge \mu^{\text{Прв}}(n_{10}) \vee \\ & \vee \mu^X(q_1) \wedge \mu^X(q_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(q_3) \wedge \mu^{\text{Прв}}(q_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(q_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(q_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(q_7) \vee \\ & \vee \mu^X(p_1) \wedge \mu^X(p_2) \wedge \mu^X(p_3) \vee \\ & \vee \mu^{\text{Прв}}(k_1) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_3) \wedge \mu^X(k_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_5) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_6) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_7) \wedge \\ & \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_8) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_9) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{10}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{11}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{12}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{13}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{14}) \wedge \mu^{\text{Прв}}(k_{15}) \vee \\ & \vee \mu^X(m_1) \wedge \mu^{\text{Прв}}(m_2) \wedge \mu^X(m_3) \vee \\ & \vee \mu^X(h_1) \wedge \mu^X(h_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(h_3) \wedge \mu^{\text{Прв}}(h_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(h_5) \vee \\ & \vee \mu^X(l_1) \wedge \mu^X(l_2) \wedge \mu^{\text{Прв}}(l_3) \wedge \mu^{\text{Прв}}(l_4) \wedge \mu^{\text{Прв}}(l_5). \end{aligned}$$

В заключение необходимо отметить следующее: соответствующие правила позволяют быстро обрабатывать сложные соединения, что является важным преимуществом размытой логики. При этом применение

аппарата теории нечетких множеств позволяет накапливать банк данных о качестве систем формирования и квалиметрии профессиональных знаний.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Калейчик М.М.* Квалиметрия. М.: МГИУ, 2006.
2. *Заде Л.* Понятие лингвистической переменной и ее применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976.
3. *Miller G.A.* The Magic Number Seven Plus or Minus Two: Some Limits on Our Capacity for Processing Information // *Psychological Review*. 1956. №63. P. 81-97.

Статья поступила в редакцию 26 марта 2007 г.

УДК 681.5.01(519.71)

В.С. Елсуков

СИНТЕЗ АСТАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ МЕТОДОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ ВОЗМУЩЕНИЙ

Предложен аналитический метод структурно-параметрического синтеза следящих систем с переменными параметрами исполнительного привода.

В целом ряде электромеханических следящих систем исполнительный привод имеет переменные параметры [1]. В [2] для управления объектами в условиях неполной информации о параметрах и текущем состоянии объекта управления предложен метод синтеза нелинейных систем стабилизации. Его можно применить и при синтезе следящих систем.

Постановка задачи. Пусть объект управления описывается уравнением

$$y^{(n)} = k(t)u - \varphi(\mathbf{Y}, t), \quad \mathbf{Y}(0) = \mathbf{Y}_0, \quad (1)$$

где \mathbf{Y} – вектор фазовых координат; $y^{(n)}$ – старшая производная выходной величины; u – управляющее воздействие; $\varphi(\mathbf{Y}, t)$ – нелинейная функция, аналитическая относительно своих аргументов, причем зависимость ее от времени t отражает действие параметрических возмущений; $k(t)$ – нестационарный коэффициент усиления.

Необходимо для объекта (1) найти такой закон управления $u = u^*(y, g)$, чтобы синтезированная система, во-первых, имела не ниже чем $(n+1)$ -й порядок астатизма, т.е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = g, \quad g = \sum_{m=0}^n \frac{A_m t^m}{m!}, \quad (2)$$

где g – сигнал задания, во-вторых, чтобы в режиме ее свободного движения между выходной величиной и компонентами вектора скорости поддерживалось соотношение

$$(1 + \sum_{i=1}^n \tau_i p^i) y = 0. \quad (3)$$

При этом постоянные коэффициенты τ_i ($i = \overline{1, n}$) подлежат определению из следующих дополнительных условий [2].

1. Модуль вектора кривой Михайлова должен быть не меньше свободного члена характеристического полинома линеаризованной системы:

$$|A(p)|_{p=j\omega} \geq 1, \quad (4)$$

где $A(p)$ – характеристический полином с единичным свободным членом.

2. Простейшая линейная интегральная оценка качества переходных процессов для свободного движения системы должна принимать на ограничении (4) наименьшее возможное значение, т.е.

$$I = \int_0^{\infty} [y(0) - y(t)] dt \rightarrow \min, \quad y(0) > 0. \quad (5)$$

Структурный синтез. Следуя требованиям (2) и (3), формируем требуемый закон движения системы:

$$\left(1 + \sum_{i=1}^{n-1} \tau_i p^i + \tau_n (1 + \mu p)^n p^n\right) y = \left(1 + \sum_{i=1}^n \tau_i p^i\right) g, \quad (6)$$

где μ – малая постоянная времени фильтра, который включается в прямую цепь системы для ограничения ее полосы частот равномерного пропускания.

Из уравнения (6) можно найти требуемый закон изменения высшей (n -ной) производной выходной величины объекта (1):

$$y_T^{(n)} = \frac{1}{\tau_n} \left\{ \frac{1 + \sum_{i=1}^n \tau_i p^i}{(1 + \mu p)^n} g - \frac{1 + \sum_{i=1}^{n-1} \tau_i p^i}{(1 + \mu p)^n} y \right\}. \quad (7)$$

Если теперь подставить выражение (7) в уравнение объекта (1) и считать, что входящие в него компоненты $k(t)$ и $\varphi(\mathbf{Y}, u, t)$ известны, то, решая обратную задачу динамики, можно найти искомый закон управления в общем виде:

$$u^* = k^{-1}(t) \left\{ y_T^{(n)} - \varphi(\mathbf{Y}, t) \right\}. \quad (8)$$

Однако на самом деле компоненты $k(t)$ и $\varphi(\mathbf{Y}, t)$ неизвестны. Поэтому будем считать их неизмеримыми соответственно параметрическим и сигнальным возмущениями n -ной производной выходной величины. Влияние указанных возмущений можно последовательно друг за другом локализовать [2, 3] с помощью введения в систему соответствующих алгоритмических обратных связей, сигналы которых формируются косвенным способом приближенно равными исходным возмущениям, т.е.

$$\hat{k}^{-1}(t) \approx k^{-1}(t); \quad \hat{\varphi}(t) \approx \varphi(\mathbf{Y}, t).$$

Сначала необходимо охватить объект управления параметрически стабилизирующей его коэффициент усиления алгоритмической обратной связью, например с оператором, который аналогичен предложенному в [2]:

$$\hat{k}^{-1}(t) = \frac{1}{\sigma} \int_0^t \text{sign} \left\{ \left| \dot{u}_H \right| - \left| k^{-1}(\eta) y_H^{(n+1)} \right| \right\} d\eta + \hat{k}^{-1}(0), \quad (9)$$

где $\hat{k}^{-1}(0) \approx k^{-1}(0)$; $\sigma = 2n\mu$; $\dot{u}_H, y_H^{(n+1)}$ – выходные сигналы дифференцирующих фильтров, значения которых пропорциональны производным соответствующих величин,

$$\dot{u}_H = \frac{\mu_0^{n+1} p}{(1 + \mu p)^{n+1}} u; \quad y_H^{(n+1)} = \frac{\mu_0^{n+1} p^{n+1}}{(1 + \mu p)^{n+1}} y; \quad \mu_0 = \begin{cases} \mu & \text{при } \mu \leq 1; \\ 1 & \text{при } \mu > 1. \end{cases}$$

Затем преобразованный с помощью обратной связи (9) объект можно охватить компенсирующей знакопеременной обратной связью по модулю управляющего воздействия со знаком, совпадающим с полярностью отклонения n -ной производной выходной величины от ее требуемого закона изменения (7), т.е.

$$\hat{\varphi}(t) = \frac{1}{\sigma p} \left\{ |u| \text{Sign} \left[\frac{\mu_0^n}{(1 + \mu p)^n} y_T^{(n)} - \frac{\mu_0^n p^n}{(1 + \mu p)^n} y \right] \right\}. \quad (10)$$

В результате охвата объекта (1) обратными связями (9) и (10) влияние его внутренних обратных связей локализуется, а коэффициент усиления стабилизируется. Преобразованным таким образом объектом можно управлять по закону, который соответствует требуемому закону изменения n -ной производной выходной величины (7).

Структурная схема следящей системы, соответствующая уравнениям (1) и (7)-(10), приведена на рис.1. На нем обозначено: $W_{Di}(p)$ ($i = \overline{1, 5}$) – передаточные функции дифференцирующих фильтров,

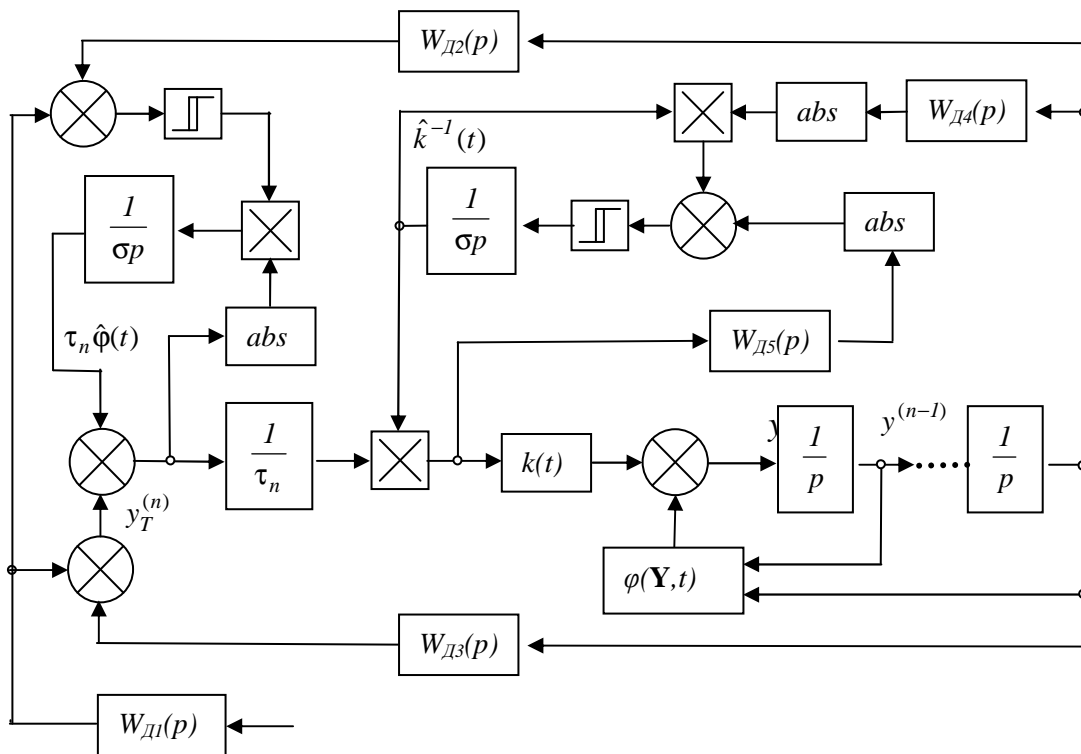
$$W_{Di}(p) = \begin{cases} \left(1 + \sum_{l=1}^n \tau_l p^l\right) / (1 + \mu p)^n & \text{при } i = 1, 2; \\ \left(1 + \sum_{l=1}^{n-1} \tau_l p^l\right) / (1 + \mu p)^n & \text{при } i = 3; \\ \mu_0^{n+1} p^{n+1} / (1 + \mu p)^{n+1} & \text{при } i = 4; \\ \mu_0^{n+1} p / (1 + \mu p)^{n+1} & \text{при } i = 5. \end{cases}$$

Параметрический синтез. Если инерционность действия контуров локализации возмущений системы аппроксимировать инерционностью эквивалентного апериодического звена первого порядка с постоянной времени σ , а также учесть, что их действие линеаризует объект управления и преобразует его в эквивалентное последовательное соединение указанного апериодического звена и n интегрирующих звеньев с единичным коэффициентом усиления, то с помощью схемы на рис. 1 можно записать ее характеристический полином, т.е.

$$A(p) = \left[(1 + \mu p)^n (1 + \sigma p) \right] \tau_n p^n + \sum_{i=1}^{n-1} \tau_i p^i + 1. \quad (11)$$

Подставляя выражение (11) в неравенство (4) и учитывая, что требование (5) в силу теоремы о предельном значении функции эквивалентно условию $\tau_j \rightarrow \min$, можно найти [2] неизвестные до сих пор параметры

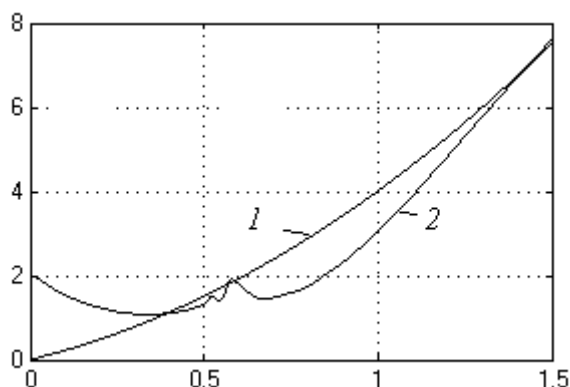
$$\tau_j = 2^n (\sigma + n\mu); \quad \tau_{j+1} = \begin{cases} \tau_j^2 / 2 & \text{при } j = 1; \\ \tau_j^2 / 2\tau_{j-1} & \text{при } j = 2, n-1. \end{cases}$$



Р и с. 1. Структурная схема системы

Исследование синтезированной системы. Исследование выполнялось методом компьютерного моделирования следящей системы, синтезированной для линейного объекта с уравнением $\ddot{y} = 0.4u - 2\dot{y} - y$. При этом параметры управляющего устройства были следующими: $\mu = \mu_0 = 0.01$ с; $\sigma = 0.04$ с; $\tau_1 = 0.24$ с;

$\tau_2 = 0.048c^2$; $\hat{k}^{-1}(0) = 2.5$. Полученные на модели графики переходных процессов системы по выходной величине (кривая 2) при $y(0)=2$, $\dot{y}(0)=0$ и изменении сигнала задания по закону $g(t) = 2t + 2t^2$ (кривая 1), а также ступенчатом изменении коэффициента усиления объекта с $k_1=0.4$ до $k_2=40$ в момент времени $t=0.5$ с представлены на рис. 2.



Р и с. 2. Переходные процессы

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Основы проектирования следящих систем / Под ред. проф. Н.А. Лакоты; М.: Машиностроение, 1978. 391 с.
2. Елсуков В.С. Синтез нелинейных систем стабилизации со скользящими режимами в контурах локализации возмущений // Вестн. Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Техн. науки. 2005. №33. С.308-312.
3. Востриков А.С. Синтез нелинейных систем методом локализации. Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1990. 120 с.

Статья поступила в редакцию 27 сентября 2006 г.

УДК 621.398.1

Ю.Ю. Коврига

ФОРМИРОВАНИЕ СУБКАДРОВ В СИСТЕМЕ ТЕЛЕИЗМЕРЕНИЙ

В статье рассматривается метод структурного синтеза программы измерений в части формирования субкадров в системе телеизмерений космических аппаратов, основанный на последовательном алгоритме размещения.

Информационное обслуживание космических аппаратов на борту осуществляется бортовой системой телеметрических измерений (БСТИ) и заключается в обеспечении сбора, обработки и представления сообщений, содержащих интересующую потребителей информацию, для передачи наземным или бортовым потребителям, т.е. в организации сбора телеметрической информации (ТМИ) и управления программой измерений.

Системы телеизмерений и решаемые ими задачи год от года становятся все сложнее. В то же время более жесткими становятся требования, предъявляемые к срокам и качеству их проектирования. В таких условиях традиционные неавтоматизированные методы проектирования оказываются неэффективными. К настоящему времени создано большое число средств САПР, различающихся типами выполняемых проектных процедур и ориентацией на те или иные разновидности радиоэлектронных изделий [1]. Однако при всем их многообразии осталась нерешенной задача автоматизации проектирования программы измерений при разработке БСТИ.

Задача проектирования программы измерений относится к задачам структурного синтеза, особенность которых заключается в том, что для получения оптимального варианта структуры проектируемого объекта необходимо наличие его математической модели, представляющей собой формальное описание множества структур объекта и связывающих их отношений на принятом уровне детализации. В этом случае задача структурного синтеза сводится к выбору компромиссного варианта в счетном множестве [2].

При проектировании программы измерений БСТИ рассматривается как статическая информационная система, и ее математическая модель может быть описана на теоретико-множественном уровне, где в каче-

стве базовых понятий выступают множества, элементами которых являются упорядоченные совокупности атрибутов, и отношения между ними.

Модель БСТИ отвечает решению задачи декомпозиции проектирования с использованием положений блочно-иерархического подхода [2], согласно которому синтезируется не вся программа измерений целиком, а определенные функциональные блоки с требуемым уровнем детализации в соответствии с выбранным способом декомпозиции.

Рассмотрим формирование субкадров как один из этапов синтеза программы измерений.

При формировании кадров программ сбора параметр $p_i \in \mathbf{Par}$, имеющий частоту опроса в какой-либо программе $pr \in \mathbf{Prog}$ ($pFreq(p_i, pr)$) ниже частоты следования кадров этой программы ($prFreq(pr)$), в целях устранения статистической избыточности передаваемой ТМИ и увеличения числа передаваемых в одном кадре параметров опрашивается на позициях субкадров, формируемых так называемыми субкоммутаторами (СК) в кадре программы сбора.

В смысловом аспекте субкадры являются группами эквивалентности параметров. Один субкадр объединяет параметры, опрашиваемые в одних и тех же программах сбора (иначе параметр на СК может опрашиваться в программе сбора, в которой не должен опрашиваться, что приводит к семантической избыточности). Кроме того, принято отличать СК для температурных, нетемпературных параметров и отдельно для программы "НП+В". Каждая группа эквивалентности ограничена по числу элементов максимальной глубиной субкоммутации $scCap(sc)$.

Количество и типы СК зависят от количества и типов низкочастотных параметров, количества различных сочетаний программ сбора для параметров и максимальной глубины субкоммутации. Поэтому СК не входят в исходные данные на проектирование, а являются его результатом и физически реализуются прошивкой ПЗУ соответствующего прибора системы, отвечающего за формирование телеметрических кадров. Соответственно, на начальном этапе проектирования БСТИ множество СК является пустым ($\mathbf{SC} = \emptyset$). По мере заполнения каналов СК или при невозможности распределения очередного параметра в силу вышеназванных ограничений на какой-либо из уже существующих СК, создается новый СК для программ сбора и типов параметров, соответствующих номенклатуре программ сбора и типу распределяемого параметра.

Вся ТМИ в системе хранится во внутреннем ОЗУ, динамически отображающем состояние всей датчиковой сети, которая подключена к системе через набор локальных коммутаторов (ЛК), и при формировании кадров и субкадров опрашиваются не каналы ЛК, а соответствующие им адреса ОЗУ. Так как каждому адресу ОЗУ должен соответствовать один или несколько (в зависимости от частоты опроса параметров с этого адреса) каналов СК, то целью данного этапа синтеза программы измерений является построение множества векторов вида (*адрес ОЗУ, СК, канал СК*), задающего соответствие между множеством адресов ОЗУ (\mathbf{Adr}) и множеством каналов СК ($N(\mathbf{SC}) \subseteq \mathbf{SC} \times \mathbf{N}$, где \mathbf{N} – множество натуральных чисел):

$$\mathbf{G} \subseteq \mathbf{Adr} \times N(\mathbf{SC}) = \{ (ad, sc, n_{sc}) \mid ad \in \mathbf{Adr}, sc \in \mathbf{SC}, n_{sc} = 1, \overline{scCap(sc)} \}. \quad (1)$$

Для начала определим приведенную частоту опроса параметра p в программе pr как

$$pFreqR(p, pr) = \begin{cases} 0, & \text{если } pFreq(p, pr) = 0, \\ \max \left(F'(pFreq(p, pr), prFreq(pr)), \right. \\ \left. 2F'(pFreq(p, pr), prFreq(pr)) \right), & \text{если } pFreq(p, pr) \neq 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $F'(a, b) = \text{sign}(\log_2(a/b)) \cdot 2^{\lceil \log_2(a/b) \rceil}$.

Приведенная частота обладает тремя важными свойствами. Во-первых, в порядковом отношении она ведет себя подобно обычной частоте: чем выше частота опроса, тем выше приведенная частота, и наоборот. Во-вторых, ее знак показывает, где должен опрашиваться параметр: отрицательные значения означают необходимость распределения по СК, положительные – по кадрам программ сбора (равное нулю значение, как и для обычной частоты, свидетельствует о том, что параметр в данной программе не распределяется ни по кадру, ни по субкадру). В-третьих, абсолютное значение приведенной частоты показывает, сколько раз параметр будет появляться в кадре программы сбора ($pFreqR(p, pr)$ раз) или в ее субкадре ($scCap(sc) / |pFreqR(p, pr)|$ раз). При этом полученное значение может быть увеличено в два раза для недопущения снижения приведенной частоты опроса параметра в случае, если отношение частоты опроса параметра к частоте следования кадров не окажется целой степенью числа 2.

Так как в зависимости от количества разрядов дискретные параметры могут иметь в ОЗУ несколько адресов, а на одном адресе может быть несколько параметров, частоты опроса которых в одной программе сбора могут быть различны, то при формировании СК необходимо руководствоваться приведенной частотой опроса не отдельного параметра, а адреса ОЗУ в целом.

Зная множество распределенных на адрес ad параметров (функция $adPar(ad): \mathbf{Par} \rightarrow \mathbf{Adr}$), можно определить приведенную частоту опроса этого адреса в программе сбора pr как максимум приведенных частот всех параметров, распределенных на этот адрес:

$$adFreqRP(ad, pr) = \max\{pFreqR(p_i, pr) \mid p_i \in adPar(ad)\}. \quad (3)$$

Тогда необходимость распределения адреса ad в зону СК в программе pr определяется как

$$adIsSCP(ad, pr) \Leftrightarrow adFreqRP(ad, pr) < 0. \quad (4)$$

Таким образом, адрес ОЗУ должен распределяться по СК, если он в соответствии с (4) распределяется по СК хотя бы в одной программе сбора, т.е. удовлетворяет условию

$$adIsSC(ad) \Leftrightarrow (\exists pr \in \mathbf{Prog}) (adIsSCP(ad, pr)). \quad (5)$$

Подмножество программ сбора, для которых адрес ad распределяется в зону СК, задающее также и номенклатуру программ сбора для СК, определяется выражением

$$adSCProg(ad) = \{pr_i \in \mathbf{Prog} \mid adIsSCP(ad, pr_i)\}. \quad (6)$$

В итоге приведенная частота опроса адреса ad в СК определяется как максимум приведенных частот этого адреса во всех программах сбора, в которых опрашивается СК:

$$adFreqR(ad) = \max\{adFreqRP(ad, pr_i) \mid pr_i \in adSCProg(ad)\}. \quad (7)$$

Так как температурные ($p_i \in \mathbf{stPar}$, $\mathbf{stPar} \subseteq \mathbf{Par}$) и нетемпературные ($p_i \in \mathbf{Par} \setminus \mathbf{stPar}$) параметры не должны смешиваться в пределах одного СК, то необходимо определить функцию, вычисляющую тип адреса ad при распределении в зону СК по типу параметров:

$$adSCType(ad) = \begin{cases} 1, & \text{если } (\forall p \in adPar(ad)) (p \in \mathbf{stPar}), \\ 2, & \text{если } (\forall p \in adPar(ad)) (p \in \mathbf{Par} \setminus \mathbf{stPar}). \end{cases} \quad (8)$$

Задача синтеза программы измерений вообще и рассматриваемой структуры в частности относится к задачам третьего уровня сложности, сводящимся к выбору варианта в конечном множестве, но достаточно большой мощности, чтобы реализовать полный перебор. Получающиеся при этом комбинаторные задачи являются NP -полными задачами, для которых точные алгоритмы решения имеют экспоненциальную сложность [2]. Для структурного синтеза программы измерений применим последовательный алгоритм размещения со сложностью $O(n)$, основанный на наращивании структуры путем добавления по определенным правилам элементов к некоторому начальному элементу вплоть до образования законченной структуры.

Множество адресов ОЗУ, подлежащих распределению на СК, представим в виде

$$\mathbf{Adr}_{sc} = \{ad_i \in \mathbf{Adr} \mid adIsSC(ad_i)\} \quad (9)$$

и зададим на нем отношение строгого порядка:

$$(ad_i, ad_j) \in \mathbf{R} \Leftrightarrow (adSCProg(ad_i) \leq adSCProg(ad_j)) \& \\ \& (adFreqR(ad_i) \geq adFreqR(ad_j)) \& (adSCType(ad_i) \leq adSCType(ad_j)) \& (ad_i < ad_j). \quad (10)$$

Для заданных исходных множества \mathbf{Adr}_{sc} и множества $N(\mathbf{SC})$ порождающая процедура для множества \mathbf{G} определяется по рекурсивным правилам системой

$$\begin{cases} \mathbf{G}^{(0)} = \mathbf{G}_0; \\ \mathbf{G}^{(i)} = \mathbf{G}^{(i-1)} \bigcup d(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad_i), \quad i = \overline{1, n}, \end{cases} \quad (11)$$

где $\mathbf{G}^{(0)}$ – начальное состояние структуры \mathbf{G} , задаваемое множеством \mathbf{G}_0 (как правило, $\mathbf{G}^{(0)} = \emptyset$);

$\mathbf{G}^{(i)}$ – состояние структуры после размещения элемента ad_i по элементам (sc, n_{sc}) ;

$d(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad_i)$ – элементарная порождающая функция, размещающая очередной элемент ad_i с учетом возможных ограничений и построенной на данный момент структуры $\mathbf{G}^{(i-1)}$.

Ограничения на допустимость распределения адреса ad по каналам СК заключаются в определении соответствия типа СК $scType(sc)$ и номенклатуры программ для СК $scProg(sc)$ с типом параметров и номенклатурой программ опроса для адреса ad , а также наличия необходимого количества свободных каналов у СК, первым из которых является n_{sc} :

$$scValid(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad, sc, n_{sc}) \Leftrightarrow (scType(sc) = adSCType(ad)) \& \\ \& (scProg(sc) = adSCProg(ad)) \& (n_{sc} \in \{1, \dots, |adFreqR(ad)|\}) \& (\neg \exists (sc, b) \in np_{2,3} \mathbf{G}^{(i-1)}), \quad (12)$$

где $b \in \{n_{sc} + j - |adFreqR(ad)|\}$, $j \in \{0, \dots, scCap(sc) / |adFreqR(ad)| - 1\}$.

Тогда множество допустимых каналов СК для распределения адреса ad_i определяется как

$$\mathbf{g}^{(i)} = \{(sc, n_{sc}) \in N(\mathbf{SC}^{(i-1)}) \mid scValid(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad_i, sc, n_{sc})\}. \quad (13)$$

В случае, если не найден ни один подходящий СК ($\mathbf{g}^{(i)} = \emptyset$), множество $\mathbf{SC}^{(i-1)}$ дополняется новым СК, получающим следующий по порядку номер $scNumb$ и соответствующим адресу ad по типу и номенклатуре программ сбора. Очевидно, что в этом случае множество $\mathbf{g}^{(i)}$ определяется каналами вновь созданного и потому полностью свободного СК. Считая, что все СК и каналы СК имеют одинаковые характеристики и отличаются только порядком опроса в кадрах программ сбора, введем косвенный критерий оптимальности $W(\mathbf{G}^{(i)})$, определяемый номером СК $scNumb(sc)$ и номером канала СК n_{sc} для первого появления адреса ad_i в СК. Тогда бинарное отношение сравнительной эффективности на множестве $\mathbf{g}^{(i)}$ представляет собой полный порядок, определяемый скалярной функцией $W(\mathbf{G}^{(i)})$, и задача синтеза $\mathbf{G}^{(i)}$ заключается в определении

множества векторов (ad_i, sc, n_{sc}) , характеризующего размещение адреса ad_i на множестве допустимых каналов СК, при котором критерий $W(\mathbf{G}^{(i)})$ при известных ограничениях принимает минимальное значение.

В связи с этим элементарная порождающая функция вычисляется по формуле

$$d(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad_i) = \begin{cases} \emptyset, & \text{если } ad_i \in np_1 \mathbf{G}^{(i-1)}; \\ \left\{ \left(ad_i, \min_{scNumb, n_{sc}} \left\{ (sc, n_{sc} + j \cdot |adFreqR(ad_i)|) \mid scValid(\mathbf{G}^{(i-1)}, ad_i, sc, n_{sc}) \right\} \right) \right\}, & (14) \\ \text{если } ad_i \notin np_1 \mathbf{G}^{(i-1)}. \end{cases}$$

Если адрес ad_i уже размещен по СК ($ad_i \in np_1 \mathbf{G}^{(i-1)}$), то его повторное размещение не производится (значение функции d равно \emptyset , и множество $\mathbf{G}^{(i)}$ в соответствии с (11) не изменится: $\mathbf{G}^{(i)} = \mathbf{G}^{(i-1)}$). Иначе адресу ad_i ставится в соответствие множество векторов (sc, n_{sc}) как оптимальный вариант с учетом введенных ограничений (12) на размещение параметра.

Аналогичным образом выполняется синтез и других структур при решении задачи проектирования программы измерений в соответствии с выбранным способом декомпозиции.

Таким образом, реализация данного метода и модели при помощи современных информационных технологий позволяет разработать САПР БСТИ со всеми очевидными преимуществами от его внедрения в практику разработки БСТИ изделий ракетно-космической техники.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Норенков И.П., Кузьмик П.К. Информационная поддержка наукоемких изделий. CALS-технологии. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 320 с.
2. Норенков И.П., Маничев В.Б. Основы теории и проектирования САПР: Учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1990. 335 с.

Статья поступила в редакцию 20 марта 2007 г.

УДК 621.317.08

А.В. Кудашов

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Рассмотрены вопросы теории, методы и алгоритмы построения приборов измерения интегральных параметров электроэнергетических сетей: действующих значений напряжения, а также частоты сетевого напряжения.

В последние годы проблемы метрологического обеспечения измерений электроэнергии и мощности становятся все более актуальными в связи с созданием и развитием оптового и розничного рынков электроэнергии и мощности.

С учетом сложности проблемы в настоящее время весьма актуально точное измерение хотя бы основных параметров качества электроэнергии: частоты, напряжения, активной, реактивной и полной мощности, провалов напряжения и др. согласно ГОСТ 13109-97 [1].

Наличие у потребителя и производителя сертифицированных средств измерения, позволяющих более точно измерять параметры электроэнергии, позволит правильно оценить стоимость потребленной (произведенной) энергии, а также предъявить обоснованные требования к качеству потребленной энергии, что особенно актуально в свете роста тарифов на электроэнергию. К тому же следует отметить, что большая часть энергетического оборудования, в том числе и измерительного, устарела как физически, так и морально и подлежит замене. Таким образом, становится очевидным, что игнорировать качество электроэнергии, не вести тщательный учет его потребления – непростительная ошибка, ведущая к большим экономическим потерям.

В связи с вышесказанным становится очевидной необходимость разработки новых способов и средств измерения параметров качества электроэнергии.

Одним из перспективных направлений решения задачи является создание виртуальных приборов на базе персональных компьютеров, совершенствование которых в значительной мере зависит от эффективности используемых способов измерения и алгоритмов обработки информации.

Действующее значение напряжения (ДЗН) в электрических цепях переменного тока, как известно [2, 3], определяется формулой

$$U = \sqrt{\frac{1}{T_u} \int_{t_0}^{t_0+T_u} u^2(t) dt}, \quad (1)$$

где $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ - функция изменения мгновенного напряжения в измеряемой цепи; T_u - длительность временного интервала, на котором осуществляется усреднение (время интегрирования); t_0 - момент начала интегрирования, который по умолчанию обычно принимается равным нулю, т.е. $t_0 = 0$.

Предлагается сравнительно простой способ измерения напряжения, ориентированный на средства измерения, которые реализуются на базе ПЭВМ, суть которого заключается в следующем.

Формируется интеграл:

$$I_1(T_u) = \int_{t_0}^{t_0+T_u} U_m^2 \sin^2(\omega t + \varphi) dt, \quad (2)$$

где U_m - мгновенное значение напряжения; T_u - длительность временного интервала, на котором осуществляется усреднение (время интегрирования); ω - частота изменения напряжения; φ - фазовый сдвиг напряжения; t_0 - момент начала интегрирования, который обычно принимается равным нулю.

Кроме того, параллельно во времени осуществляется интегрирование задержанных на фиксированный интервал времени Δt_1 сигналов напряжения на нагрузке

$$I_2(T_u) = \int_{t_0}^{t_0+T_u} U_m^2 \sin^2[\omega(t + \Delta t_1) + \varphi] dt. \quad (3)$$

Моменты равенства накапливаемых интегралов являются корнями уравнения

$$2 \sin \omega \Delta t_1 \sin \omega T_u \sin(\omega T_u + \omega \Delta t_1 + 2\varphi) = 0, \quad (4)$$

которое получается из равенства выражений (3) и (4).

Как следует из (4), это уравнение имеет два типа корней:

- корни О-типа

$$T_{uO} = n \frac{T_c}{2}; \quad (n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots), \quad (5)$$

положение которых зависит только от значения периода T_c изменения измеряемого переменного напряжения нагрузки (однофакторные корни), и

- корни М-типа

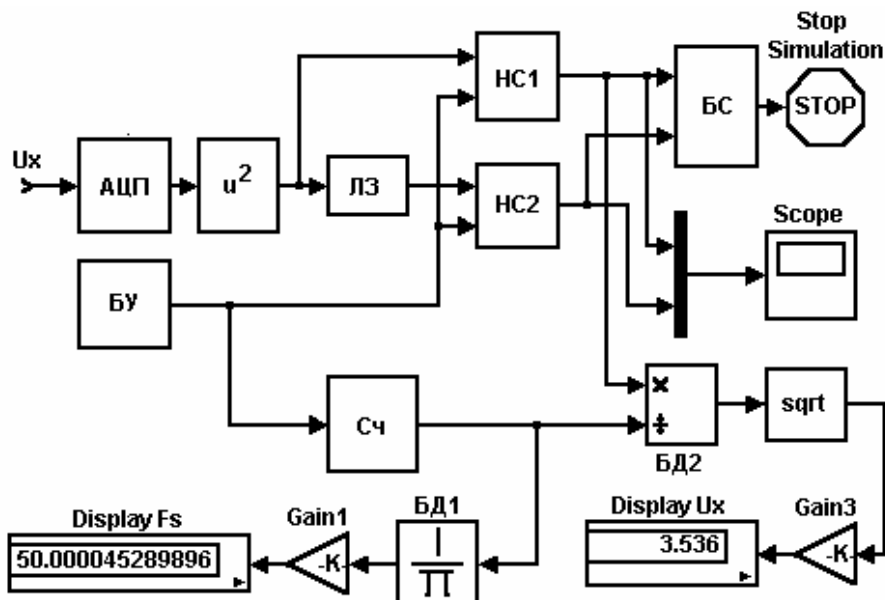
$$T_{uM} = n \frac{T_c}{2} + \Delta t - \frac{\varphi}{\pi} T_c; \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots), \quad (6)$$

которые зависят от неинформативных параметров и положения момента начала интегрирования, т.е. фазы (многофакторные корни).

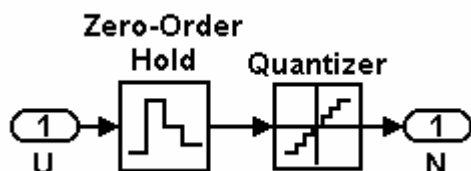
В связи с этим важно отметить, что при $T_u = T_{uO}$ накопленные интегралы $I_1(T_u)$ и $I_2(T_u)$, как следует из выражения (4), после их деления на $T_u = T_{uO}$ и извлечения квадратного корня обеспечивают получение истинного значения измеряемого ДЗН.

Поясним алгоритм более подробно, используя модель виртуального прибора, выполненную средствами пакета визуально ориентированного программирования Simulink (S-модель), которая показана на рис. 1.

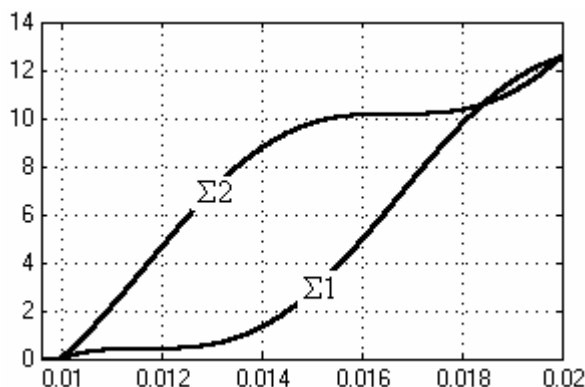
Рассматриваемая модель позволяет исследовать аппаратную часть измерителя (модель АЦП показана на рис. 2) и разработать соответствующее алгоритмическое обеспечение по обработке данных.



Р и с. 1. Simulink-модель измерителя ДЗН



Р и с. 2. Модель АЦП, которая учитывает методические погрешности от дискретизации (Zero-Order Hold) и квантования (Quantizer)



Р и с. 3. Временные диаграммы работы виртуального прибора

При цифровой обработке текущие отсчеты АЦП возводятся в квадрат (u^2), далее поступают на накапливающий сумматор (НС1) и через линию задержки (ЛЗ) – на сумматор НС2. Блок управления (БУ) осуществляет начальную установку НС1 и НС2, а также включает счетчик (Сч), вычисляющий длительность интервала измерения. Цикл измерения, определяемый блоком сравнения (БС), заканчивается в четные моменты равенства накапливаемых сумм (рис. 3). Результат измерения рассчитывается путем деления накопленной суммы на длительность цикла измерения и вычисления квадратного корня (блоки БД2 и sqrt).

Достоинством способа является то, что имеется возможность определения истинного значения частоты сетевого напряжения путем деления единицы на значение длительности цикла измерения.

Как показали исследования, проведенные на базе представленной модели устройства измерения ДЗН, реализация предлагаемого способа простыми средствами позволяет создавать виртуальные приборы, которые измеряют ДЗН с погрешностями порядка 0.01% и частоту сетевого напряжения – с погрешностями порядка 0.01 Гц.

Следует отметить, что алгоритм нахождения ДЗН легко реализуется с помощью языков программирования высокого уровня, например, Delphi, или Builder C++. В качестве примера был исследован модуль на языке Object Pascal, который может быть использован при написании программы обработки отсчетов АЦП. Результаты подтвердили проведенные теоретические исследования.

Таким образом, рассмотренный способ измерения ДЗН в электрических цепях переменного тока позволяет:

1) повысить точность измерения за счет осуществления интегрирования возведенного в квадрат сигнала, пропорционального текущему значению напряжения точно за интервалы времени, кратные полупериоду напряжения питания цепи;

2) повысить быстродействие за счет исключения дополнительных операций и процедур по определению точного размера интервала усреднения;

3) расширить функциональные возможности благодаря реализации функций, которых не имеется у других известных способов, в частности функции измерения периода синусоидального напряжения питания цепи, а также – по выражению (6) – фазы сетевого напряжения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Электромагнитная совместимость. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М: Госстандарт, 1998.
2. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1970.
3. Измерения в промышленности: Справ. изд.// Под ред. П.Профоса; М.: Металлургия, 1980, 648 с.
4. Шахов Э.К., Телегин С.М., Шляндин В.М. Метод цифрового измерения действующего значения переменного напряжения // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1972. Т. 15. №5.
5. Новенко Б.А., Каплан Л.И. Цифровые приборы для измерения энергетических величин: Сб. нач. тр. Ивановского энергетического института. Вып. 23. 1972.

Статья поступила в редакцию 15 марта 2007 г.

УДК 622.23.082

В.А. Кузнецов

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОРОСТИ БУРЕНИЯ ГЛУБОКИХ СКВАЖИН

Рассмотрим новый способ определения скорости бурения глубоких скважин, основанный на интегрировании измерительных сигналов, полученных с датчиков веса и подачи бурильного инструмента. Применение операции интегрирования, обладающей фильтрующими свойствами, позволило повысить помехоустойчивость измерительного устройства, а следовательно, и точность измерения.

Скорость перемещения долота при бурении скважин, называемая механической скоростью бурения, является важнейшим технологическим параметром процесса бурения. Этот параметр определяет эффективность выбранного режима бурения и рациональность компоновки породоразрушающего инструмента.

Весом нижней части колонны бурильных труб создаётся осевая нагрузка на долото, которую оператор регулирует подачей бурильного инструмента.

Если Q_H - начальный вес бурильной колонны, а Q_t - текущий вес колонны в процессе бурения, то осевая нагрузка на долото определяется их разностью:

$$P = Q_H - Q_t.$$

Колонна бурильных труб представляет собой упругий стержень, поэтому связь между перемещением верхнего конца бурильной колонны и изменением её веса выражается законом Гука:

$$l_B = -\frac{\Delta Q_t \cdot L}{EF}, \quad (1)$$

где l_B – перемещение верхнего конца колонны труб; Q_t – изменение текущего веса колонны; L – длина колонны труб; E – модуль упругости материала труб; F – площадь поперечного сечения труб.

Учитывая, что в процессе бурения перемещается и нижний конец колонны, выражение (1) принимает вид

$$l_B - l_H = \frac{\Delta Q_t L}{EF},$$

где l_H - перемещение нижнего конца колонны.

Дифференцируя левую и правую части этого выражения, получим

$$V_B = V_H + \frac{L}{EF} \cdot \frac{dQ_t}{dt}. \quad (2)$$

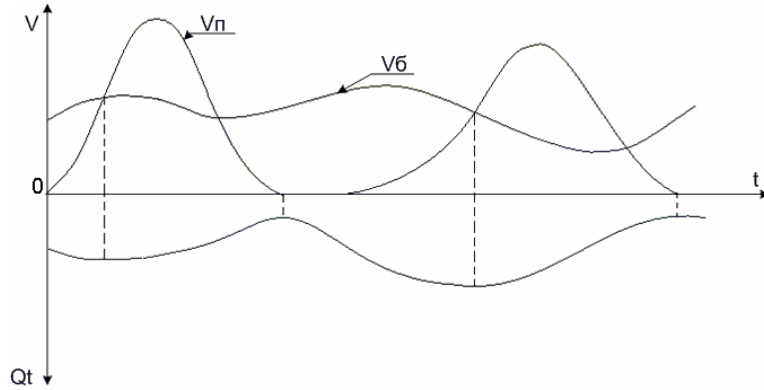
Здесь V_B - механическая скорость бурения, или скорость перемещения нижнего конца колонны; V_H - скорость подачи бурильного инструмента, или скорость перемещения верхнего конца колонны.

Зависимость (2) лежит в основе современных методов измерения мгновенной механической скорости бурения [1].

На рис.1 представлены графики измерения скорости бурения V_B , скорости передачи бурильного инструмента V_{II} и текущего веса бурильной колонны Q_t при ручном регулировании осевой нагрузки на долото с помощью тормоза буровой лебёдки. Как видно из рисунка, скорость подачи бурильного инструмента существенно отличается от скорости бурения.

Обработка измерительной информации по алгоритму (2) позволяет получить значения мгновенной скорости бурения. Для реализации этого алгоритма необходимы датчик подачи и датчик веса бурильного инструмента. Обычно датчик подачи размещается или на кронблоке, или на валу лебёдки буровой установки, а датчик веса устанавливается на неподвижном конце талевого каната грузоподъёмного механизма.

Недостаток способа измерения скорости бурения по алгоритму (2) связан с наличием операции дифференцирования. Сигнал с датчика веса бурильного инструмента подвержен воздействию помех.



Р и с.1. Графики изменения скорости бурения V_B , скорости подачи бурильного инструмента V_{II} и веса бурильной колонны Q_t при ручном регулировании процесса бурения

При дифференцировании этого сигнала высокочастотные помехи усиливаются, что приводит к погрешности измерения.

Интегрируя выражение (2), получим

$$Q_t = \frac{EF}{L} \int (V_{II} - V_B) dt. \tag{3}$$

Из этого выражения видно, что интеграл разности скоростей V_{II} и V_B соответствуют весу бурильного инструмента, который измеряется на буровой установке. Это обстоятельство позволяет применить интегральный способ измерения скорости бурения, отличающийся высокой помехоустойчивостью [2].

В этом случае измерительное устройство представляет собой автоматическую следящую систему, в которой сравнивается сигнал веса бурильной колонны Q_t , получаемого с датчика веса и сигнал веса, вычисляемого по алгоритму (3).

Разность этих сигналов

$$\Delta U = K [Q_t - Q_B]$$

или с учетом (3):

$$\Delta U = K \left[Q_t - \frac{EF}{L} \int (V_{II} - V_B) dt \right].$$

Сигнал ΔU представляет собой статизм следящей системы, который должен быть минимизирован.

Структурная схема автоматической следящей системы, реализующей интегральный способ измерения скорости бурения, представлена на рис.2.

Устройство содержит датчик скорости подачи бурильного инструмента ДП, интегратор ИС, датчик веса бурильной колонны ДВ, блок сравнения сигналов БС, регулирующий блок РБ, задатчик сигнала скорости бурения ЗС и задатчик параметров бурильной колонны ЗП.

На выходе интегратора формируется сигнал

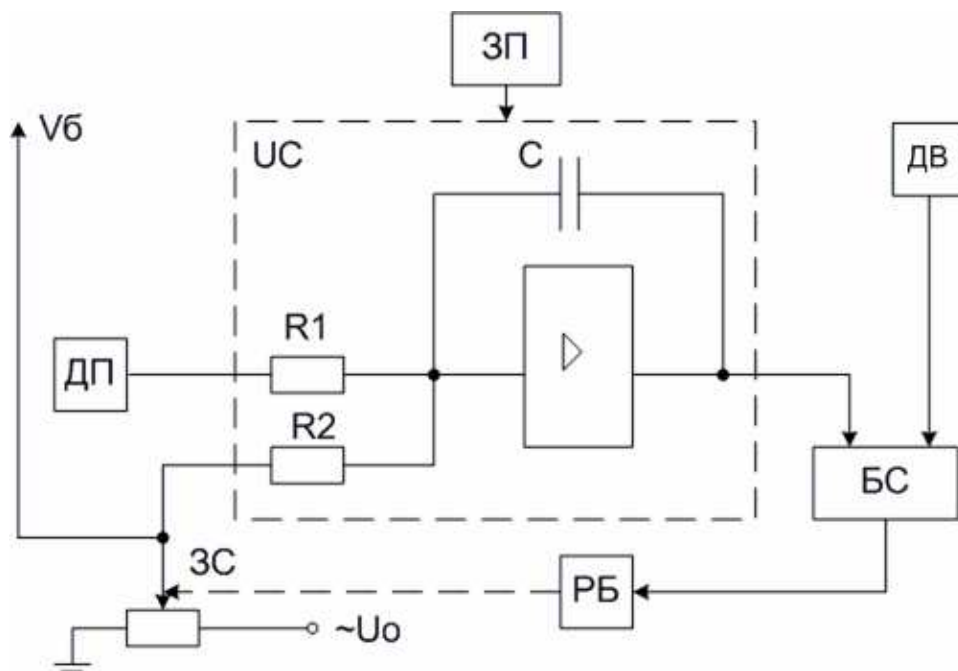
$$U_H = K \int (U_{II} - U_B) dt,$$

где U_H – сигнал с датчика скорости подачи бурильного инструмента; U_B – сигнал задатчика скорости бурения; K – коэффициент, учитывающий параметры бурильной колонны и задаваемый элементами R_1, R_2 и C .

Сигнал U_H соответствует вычисляемому по алгоритму (3) значению веса бурильного инструмента. На выходе блока сравнения БС формируется разность сигналов

$$\Delta U = U_Q - U_H,$$

где U_Q – сигнал, получаемый с датчика веса бурильного инструмента.



Р и с. 2. Структурная схема устройства для измерения скорости бурения

Очевидно, что вычисляемое значение веса бурильного инструмента должно быть равно реальному весу, т.е. разность ΔU должна стремиться к нулю. Минимизация ΔU достигается регулированием сигнала задатчика скорости бурения. С помощью регулятора РБ сигнал задатчика скорости бурения устанавливается таким, чтобы статизм системы ΔU был минимальным. При минимизации ΔU сигнал на выходе ЗС будет соответствовать скорости бурения V_B .

Если применять астатическую следящую систему, для чего в регулятор РБ вводится интегрирующее устройство, то $\Delta U = 0$.

Таким образом, предложенный способ измерения скорости бурения позволил заменить операцию дифференцирования измерительного сигнала, применяемую в классическом способе измерения по алгоритму (2), на операцию интегрирования, повышающую помехоустойчивость и точность измерительного устройства. Кроме того, интегрирующее устройство обладает фильтрующим свойством, освобождающим измерительный сигнал от высокочастотных помех.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бражников В.А., Кузнецов В.А. Информационные устройства для определения эффективности управления процессом бурения. М., Недра, 1978.146 с.
2. А.с. 907226 СССР. Устройство для измерения механической скорости бурения. В.А. Кузнецов. Зарегистрировано в Госреестре изобретений СССР от 23 февраля 1982 г.

Статья поступила в редакцию 16 января 2007 г.

В.С. Ляпидов

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЧАСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С РЕЗОНАНСНЫМИ ПЕРВИЧНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Рассматривается способ повышения чувствительности измерительной части ИИС с высокотемпературными электростатическими (ёмкостными) преобразователями за счёт использования фазового метода измерения ёмкости первичного преобразователя. Способ позволяет существенно увеличить удаление средств первичного преобразования от схем вторичного преобразования, что актуально для ряда энергетических объектов.

Малая величина амплитуды переменной составляющей ёмкости высокотемпературных электростатических струнных преобразователей (ЭСП) [1] предполагает создание высокочувствительных схем преобразования девиаций ёмкости ЭСП в частоту. В отличие от известных аналогов [2, 3], в которых повышение чувствительности схем преобразования достигается за счёт высокой рабочей частоты измерительного автогенератора (ИГ) (включенного в систему автоподстройки частоты [4]), интерес представляет создание высокочувствительных схем вторичного преобразования (ВП), не требующих высокой частоты ИГ. Высокая рабочая частота ИГ ограничивает длину линии связи, соединяющей ЭСП со схемами ВП (из-за соизмеримости длины линии связи с длиной волны, генерируемой ИГ). Так, для известных схем преобразования приращений ёмкости ЭСП в частоту длина линии связи, соединяющей ЭСП со схемой ИГ (при частоте ИГ 1 МГц), не превышает 10-12 метров [2]. Для обеспечения возможности удаления ЭСП от средств ВП на десятки метров (что актуально для ряда энергетических объектов [5]) без снижения чувствительности ВП разработана структура высокочувствительного преобразователя малых приращений ёмкости в частоту на основе системы фазовой синхронизации [6, 7].

Известные схемы и алгоритмы обработки измерительной информации, поступающей от ЭСП, которые используют зависимость частоты колебаний ИГ от изменяющейся ёмкости ЭСП (включенной через кабель «К» в колебательный контур ИГ), основаны на применении дискриминатора, работающего на пониженной частоте [2, 3].

На рис. 1 приведена структурная схема реализации «гетеродинного» метода измерения ёмкости ЭСП, согласно которому на вход частотного детектора (ЧД) подается разность частот ИГ и генератора опорной частоты (ГОЧ).

Использование дискриминатора, работающего на пониженной частоте, не позволяет увеличить общую чувствительность схем ВП без повышения несущей частоты (ω_H) ИГ. Действительно, максимальное относительное изменение промежуточной частоты на выходе ЧД может быть представлено в виде

$$\delta_1 = \frac{\Delta\omega_{ПМАХ}}{\omega_{ПО}} = \frac{\alpha\omega_H}{\omega_H - \omega_G}, \quad (1)$$

где ω_G – частота ГОЧ;

$$\omega_{ИГ} = \omega_H + \alpha\omega_H \sin \Omega t; \quad (2)$$

$\omega_{ИГ}$ – частота на выходе ИГ;

$$\alpha = \frac{\Delta\omega_H}{\omega_H}; \quad (3)$$

α – коэффициент, зависящий от величины изменения ёмкости ЭСП;

$\Omega = 2\pi f$ – частота колебаний струны ЭСП;

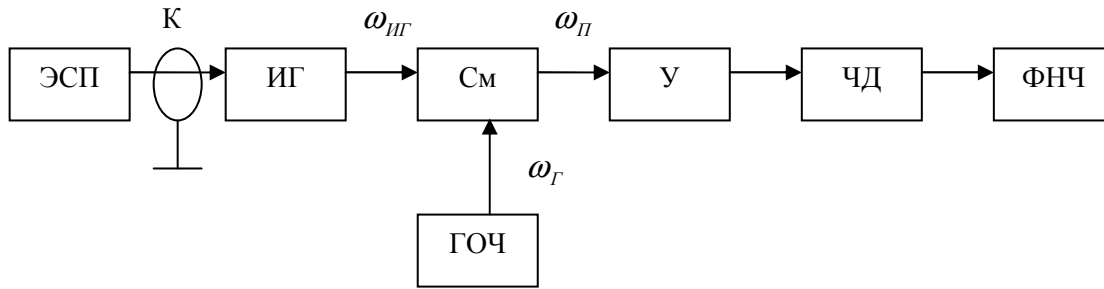
$$\omega_{П} = \omega_{ИГ} - \omega_G = \omega_{ПО} + \alpha\omega_H \sin \Omega t; \quad (4)$$

$\omega_{П}$ – промежуточная частота (частота на выходе смесителя);

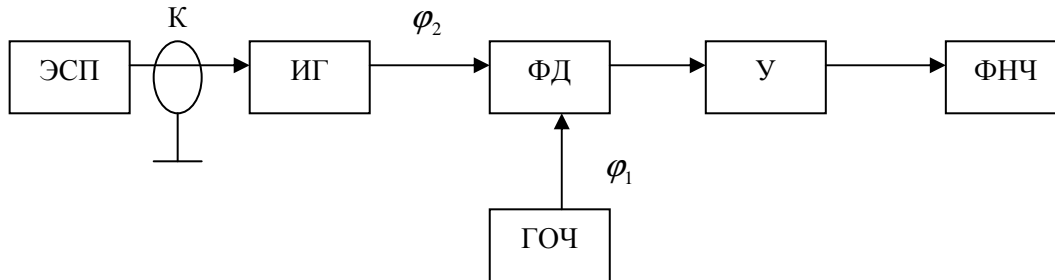
$$\omega_{ПО} = \omega_H - \omega_G; \quad (5)$$

$$\Delta\omega_{П} = \omega_{П} - \omega_{ПО} = \alpha\omega_H \sin \Omega t; \quad (6)$$

$$\Delta\omega_{ПМАХ} = \alpha\omega_H. \quad (7)$$



Р и с. 1. Структурная схема реализации гетеродинного метода измерения ёмкости ЭСП



Р и с. 2. Структурная схема реализации фазового метода измерения ёмкости ЭСП

Как следует из соотношения (1), величина максимального относительного изменения промежуточной частоты на выходе ЧД может быть повышена либо за счет увеличения несущей частоты ИГ, либо за счет снижения промежуточной частоты, однако величина минимального значения промежуточной частоты примерно на два порядка должна превышать величину максимальной частоты струны ЭСП (Ω_M) (в противном случае возникают технические сложности при выделении полезного сигнала – частоты колебаний струны ЭСП).

В связи с изложенным предложено использовать фазовый детектор (ФД) при измерении частоты струны [7], что позволяет увеличивать чувствительность схем ВП без увеличения несущей частоты ИГ. Если обозначить

$$\varphi_1 = \int \omega_{\Gamma} dt ; \quad (8)$$

то максимальное относительное изменение фазы на выходе ФД (рис. 2) может быть представлено в виде

$$\delta_2 = \frac{|\varphi_2 - \varphi_1|_{MAX}}{\pi} = \frac{\alpha \omega_H}{\Omega \pi} . \quad (9)$$

Как следует из соотношений (1) и (9), при одной и той же величине несущей частоты относительное изменение сигнала будет больше на выходе ФД, поскольку

$$\omega_H - \omega_{\Gamma} \cong 100\Omega . \quad (10)$$

Тогда соотношение

$$\frac{\delta_2}{\delta_1} = \frac{\omega_H - \omega_{\Gamma}}{\Omega \pi} \quad (11)$$

характеризует эффективность применения схемы ВП с фазовым детектором при измерении частоты колебаний струны ЭСП в сравнении со схемой, использующей «гетеродинный» метод измерения ёмкости ЭСП.

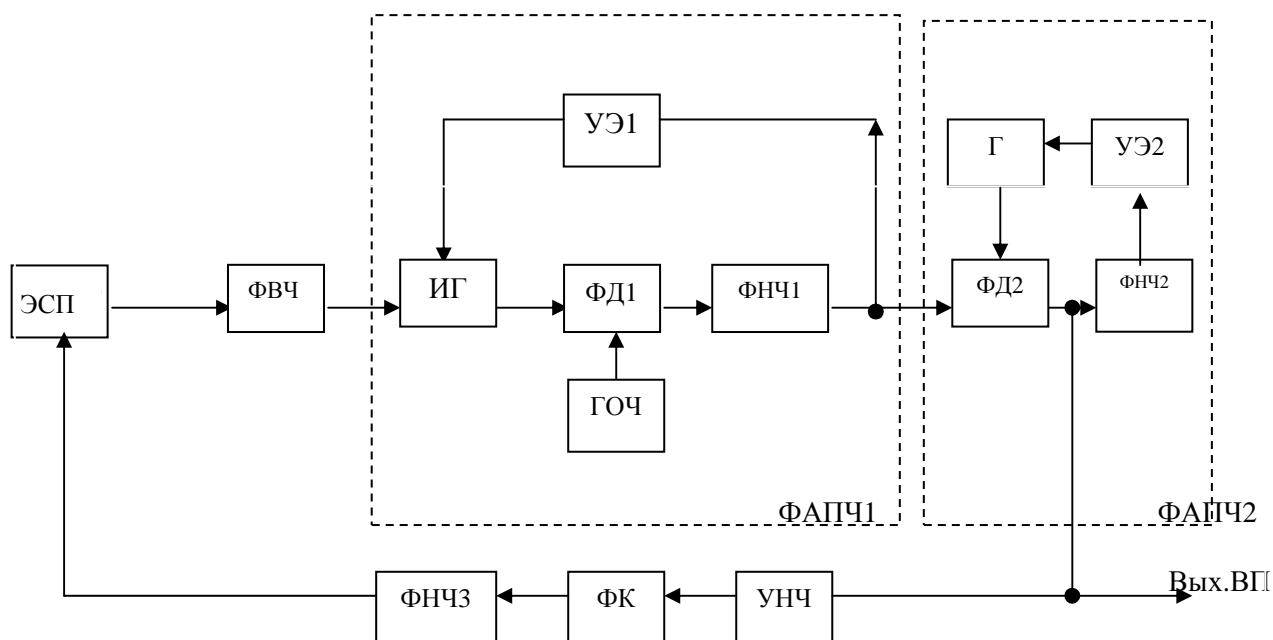
Таким образом (как следует из соотношений 1, 9, 11), фазовый метод измерения ёмкости при построении схем ВП позволяет без снижения относительного изменения сигнала на выходе ФД понизить величину несущей частоты ИГ более чем на порядок (на величину $100/\pi$), т.е. увеличить длину кабеля К до 100 метров (при частоте ИГ 100 кГц).

В связи с этим разработана новая структурная схема ВП (рис. 3), в основу построения которой положена система фазовой автоподстройки частоты [6, 7].

ЭСП, выходная ёмкость которого через кабель К и фильтр высоких частот (ФВЧ) включена в колебательный контур ИГ, охвачен цепью обратной связи: ИГ, ФД1, узкополосный фильтр, усилитель низких частот (УНЧ), фазовый корректор (ФК), фильтр низких частот (ФНЧ 3). ИГ включен в систему фазовой автоподстройки (ФАПЧ 1), которая включает в себя ИГ, ФД 1, ФНЧ 1, ГОЧ, управляющий элемент (УЭ 1). Входы ФД 1 соединены с выходами ИГ и ГОЧ, а выход ФД 1 (через ФНЧ 1 и следящий фильтр) соединен

со входом УНЧ. Собственные колебания струны ЭСП приводят к появлению сигнала той же частоты на выходе ФД 1. Этот сигнал фильтруется узкополосным следящим фильтром [4, 6, 7] (выполненным с использованием системы ФАПЧ 2), усиливается усилителем низкой частоты, корректируется по фазе и через ФНЧ 3 подается на электрод ЭСП. Это обеспечивает поддержание незатухающих колебаний струны ЭСП. Система ФАПЧ 2 включает в себя генератор (Г), управляющий элемент (УЭ 2), ФД 2 и ФНЧ 2.

При рассогласовании фаз сигналов, снимаемых с ИГ и ГОЧ, на выходе ФД 1 вырабатывается сигнал ошибки. Низкочастотные составляющие с выхода ФНЧ 1 подаются на вход УЭ 1, который изменяет частоту ИГ, приближая её к частоте ГОЧ. Работа ИГ (совместно с УЭ 1) обеспечивает точное слежение посредством фазовой синхронизации за частотой ГОЧ.



Р и с. 3. Структурная схема измерительного канала ИИС с ёмкостным первичным преобразователем

Система фазовой автоподстройки (ФАПЧ 1 и ФАПЧ 2) обеспечивает достаточную фильтрацию гармонических составляющих, которую другими средствами реализовать не удастся [8]. Фазовый детектор (ФД 1 и ФД 2), определяющий полосу захвата и удержания системы ФАПЧ, может быть выполнен в виде цифрового частотно-фазового компаратора [8], т.е. цифрового ФД. Использование систем фазовой автоподстройки частоты целесообразно и с точки зрения повышения стабильности частоты ИГ, однако эффективность работы системы зависит от уровня и амплитуды сигнала. Для преодоления этих трудностей в настоящее время широко используют цифровые системы ФАПЧ [8].

В состав структурной схемы ВП входят две системы ФАПЧ, причём одна из них (ФАПЧ 2) используется в качестве фильтра [6, 7, 8]. По сути, схема ВП состоит всего из двух крупных однотипных компонентов, которые могут быть реализованы на стандартных аналоговых или цифровых микросхемах ФАПЧ (либо на стандартных микросхемах компонентов ФАПЧ) [8]. Это существенно снижает сложность реализации измерительной части ИИС при указанных выше преимуществах, вытекающих из соотношения (11). Что касается временной и температурной нестабильности вспомогательных элементов частотно-зависимой цепи ИГ, то она одинакова как для гетеродинного, так и для фазового методов измерения ёмкости ЭСП, так как и в том, и в другом методе элементы частотно-зависимой цепи ИГ работают в одинаковых условиях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Брехов Р.С. Некоторые вопросы проектирования электростатических струнных преобразователей // Приборы и системы управления. 1969. №12. С.33- 35.
2. Брехов Р.С. и др. Струнный измеритель давления // Магнитная гидродинамика. 1974. №4. С. 150-151.
3. Карпов Р.Г., Карпов Н.Р. Электрорадиоизмерения. М.: Высш. шк., 1978. 272 с.
4. Клеппер Дж., Френкл Дж. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. М.: Энергия, 1977. 440 с.
5. Яловега Н.В. Специфика измерения теплофизических параметров высокотемпературных энергетических установок. М.: Атомиздат., 1970. 382 с.
6. Привалов В.Д., Козин М.П., Ляидов В.С. Автогенераторный струнный преобразователь // В кн.: Алгоритмизация и автоматизация технологических процессов и промышленных установок // Межвуз сб. науч. тр. Куйбышев: КПТИ, 1980. С. 139-143.
7. А.с. СССР 777490. Струнный датчик // Бюл. изобр. 1980. № 41.
8. Свирид В.Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств. Мн.: Дизайн ПРО, 1998. 256 с.

Статья поступила в редакцию 13 декабря 2007 г.

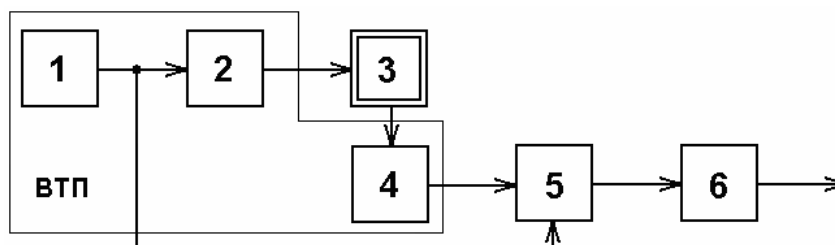
А.Ю. Федотов, В.Д. Привалов, В.Е. Высоцкий, Д.С. Назаренко

ВИХРЕТОКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Рассмотрены вопросы построения и применения распределенных вихрековых преобразователей (ВТП) для контроля перемещения и ширины проводящего объекта. Дан краткий анализ полученной картины магнитного поля.

Широкое распространение и применение вихрековых преобразователей (ВТП) в таких областях, как машиностроение, энергетика, транспорт, авиационная, космическая промышленность, дефектоскопия, обусловлено большими возможностями вихрекового метода как средства контроля различных свойств электропроводящих объектов. Развитие вихрекового вида контроля идет в направлениях изыскания путей контроля изделий сложной конфигурации и многослойных объектов, усовершенствования способов отстройки от мешающих параметров, разработки многодатчиковых и многочастотных систем для комплексного контроля свойств объекта [1].

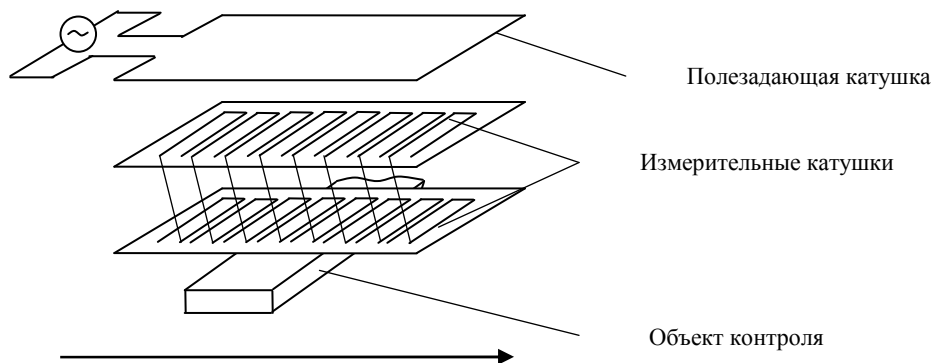
Структурная схема информационно-измерительной системы ВТП приведена на рис.1.



Р и с. 1. Структурная схема информационно-измерительной системы ВТП:
 1 – высокочастотный генератор; 2 – полезадающая катушка; 3 – объект контроля;
 4 – первичные преобразователи (измерительные катушки); 5 – преобразователи электрических сигналов; 6 – блок предварительной обработки

Система распределенных в пространстве многодатчиковых ВТП дает дополнительную информацию о контролируемом объекте за счет увеличения количества измеряемых параметров вихревого поля [2]. На этом принципе основаны линейки ВТП и матрицы ВТП [3]. Область применения – от датчиков положения и расстояния до распределенных вихрековых дефектоскопов.

На рис. 2 показан распределенный (многодатчиковый) дифференциальный ВТП, контролирующий ширину и положение проводящего объекта. ВТП состоит из двух линеек измерительных катушек-рамок и полезадающей катушки. Конструкция такой линейки датчиков чрезвычайно проста, обладает хорошей воспроизводимостью. Количество рамок определяется требуемой частотой отсчетов и протяженностью контролируемого участка пространства.



Р и с. 2. Распределенный ВТП

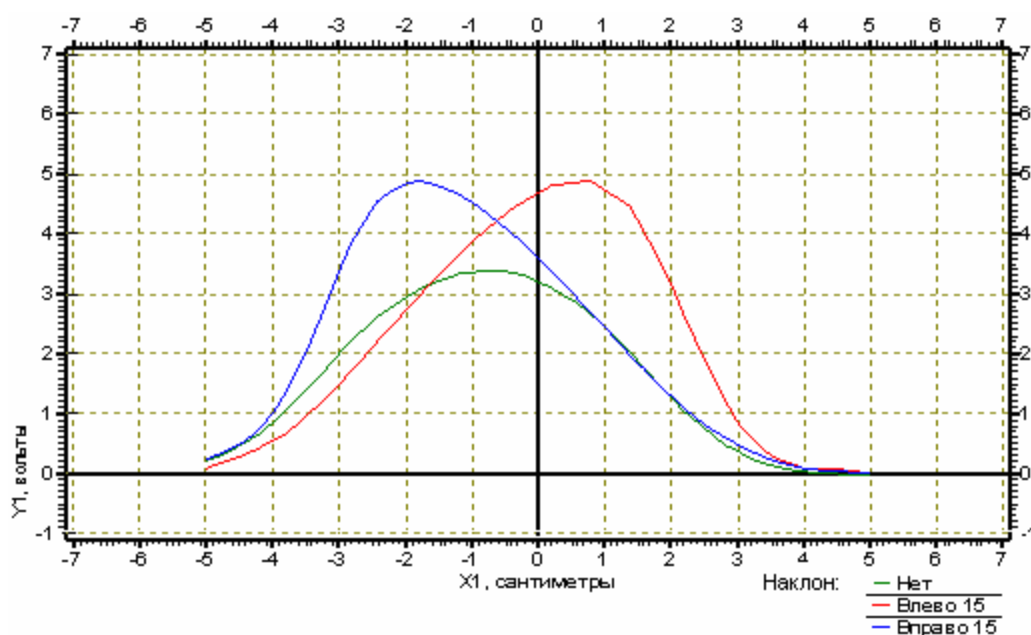
При хорошем согласовании измерительных катушек со схемой предобработки обеспечивается отсутствие взаимного влияния измерительных каналов. Однако в силу того, что в систему вихрекового преобразователя входит источник магнитного поля, идентичность каналов не обеспечивается. Магнитное поле к

периферии имеет меньшую интенсивность и направлено под углом к нормали поверхности датчика. Частично неоднородность магнитного поля может быть скомпенсирована как изменением площади рамок, так и подстройкой коэффициентов преобразования схемы преобработки.

ВТП размещается на некотором расстоянии над объектом контроля (ОК), изменение ширины ОК приводит к изменению картины поля и, как следствие, – к изменению выходного напряжения измерительных катушек.

Мешающим фактором в измерении ширины и положения ОК является наклон самого ОК. Расстояние от ОК до ВТП считается фиксированным, боковое же смещение ОК относительно центра ВТП является контролируемым параметром. Картина вихретокового поля строится из полученных отсчетов путем использования процедуры интерполирования [4] (рис. 3).

Предварительный анализ характеристик магнитного поля прямоугольного профиля показал, что для представления общей картины вихревого поля этого объекта достаточно пространства, превышающего их ширину на 30 ÷ 50%. Качественная картина поля изменяется несущественно при изменении высоты плоскости измерения над поверхностью образца в пределах 15 ÷ 30 мм.



Р и с. 3. ОК шириной 60 мм. Семейство характеристик вертикальной составляющей магнитного поля в зависимости от угла наклона $\pm 15^\circ$

Анализ показал, что картина магнитного поля адекватно отображает состояние контролируемых образцов, которое принято характеризовать ограниченным числом параметров - горизонтальным перемещением контролируемого образца, плоскости измерения от образца по вертикали, шириной образца и наклоном поверхности образца относительно плоскости измерения.

Любые изменения характеристик контролируемого образца приводят к изменению всей картины вихретокового поля – как его вертикальной, так и горизонтальной составляющих магнитной индукции. Теоретически не существует однозначного соответствия картины поля и формы поверхности, ее обуславливающей. Для устранения неоднозначности требуется дополнительная информация.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гурвич А.К. Неразрушающий контроль. Кн. 1. Общие вопросы. М.: Высш. шк., 1992. 242 с.
2. Герасимов В.Г. Неразрушающий контроль. Кн. 3. Электромагнитный контроль. М.: Высш. шк., 1992. 154 с.
3. Патент на полезную модель РФ № 48171. Устройство для измерения ширины рельсовой колеи / А.Ю.Федотов. Оpubл. в бюл. № 27, 27.09.2005 г.
4. Гончаров В.Л. Теория интерполирования и приближения функций. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1954. 327 с.

Статья поступила в редакцию 22 марта 2007 г.

М.А. Хлопцев

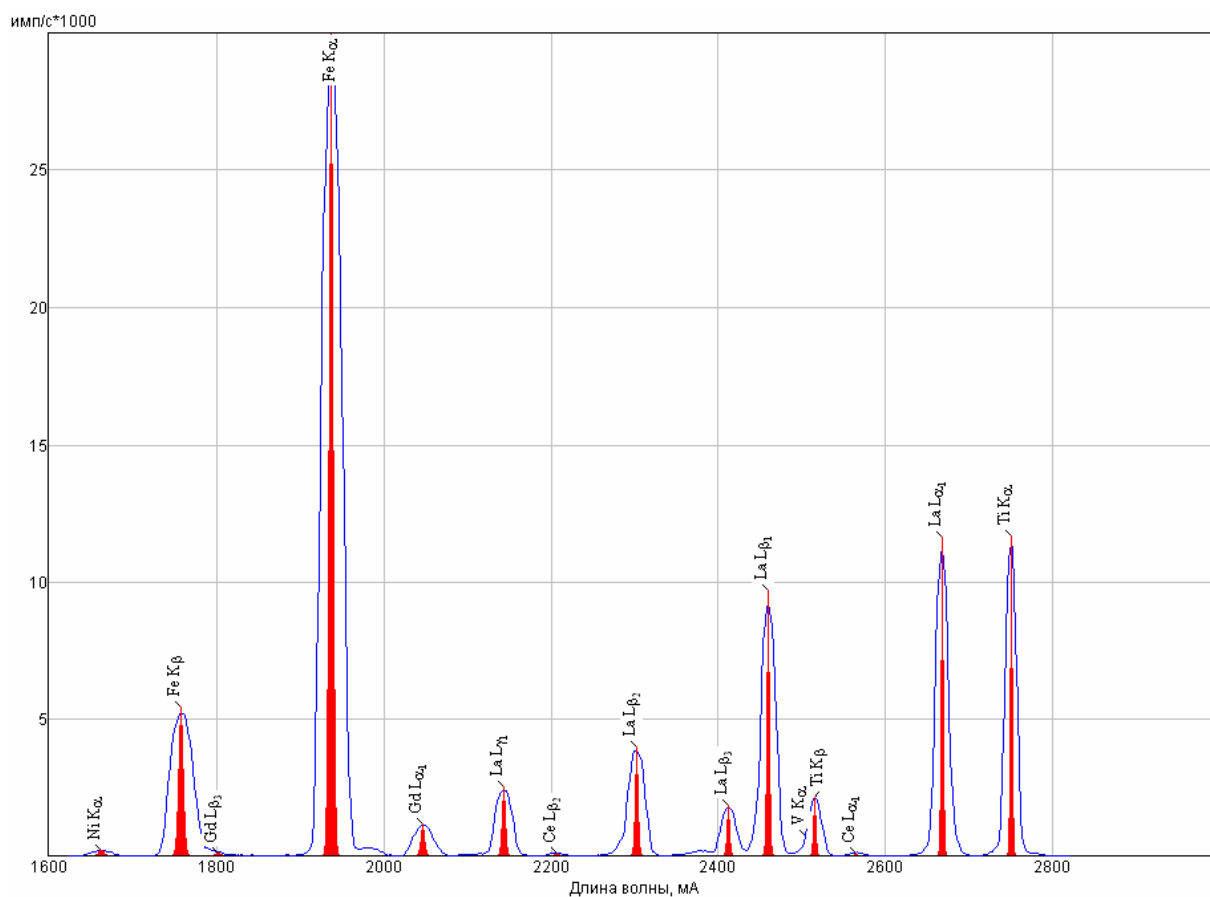
ВЫБОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АНАЛИТИЧЕСКИХ ПИКОВ В РЕНТГЕНСПЕКТРАЛЬНОМ ФЛУОРЕСЦЕНТНОМ АНАЛИЗЕ

Рассмотрена модель аналитического пика в спектрограмме рентгеноспектрального флуоресцентного анализа в виде суммы нескольких гауссовых функций. Показано, что погрешность модели для реальных спектрограмм не превышает 6%.

В последние годы наблюдается качественное изменение методов рентгеноспектрального флуоресцентного анализа (РСФА), что связано не только с интенсивным развитием аналитических технологий, но и с использованием новых оригинальных идей. Все эти достижения связаны с растущим вниманием ведущих фирм – производителей аналитических приборов к проведению научных и технических разработок в области спектроскопии атомов и молекул и их использованию в коммерческих приборах.

В современном анализе важное значение уделяется прежде всего чувствительности, точности и экспрессности метода, а также экономическим факторам. Среди широко используемых методов анализа в этой связи выделяется РСФА, который отличается от других при приемлемой чувствительности (до 10^{-4} % масс.) приемлемой стоимостью аналитических приборов при широком диапазоне их различных модификаций, высокой экспрессностью анализа, простотой пробоподготовки. Сложность в РСФА представляет высокая зависимость от матрицы (основного элементного состава), которая не позволяет выполнить единую градуировку для широкого диапазона различных веществ [1].

При всех достоинствах РСФА этому методу присуща одна существенная проблема – наложение аналитических линий соседних элементов, что является типичным явлением в аналитической практике. Например, при анализе катализаторов каталитического крекинга ЭМКАТ-100 происходит наложение плохо разделенных линий $TiK\beta$ и $VK\alpha$ (рис. 1). Как правило, в этих случаях при количественной интерпретации применяют математические методы учета наложения либо отрезают соседние элементы селективным фильтром.



Р и с. 1. Спектр катализатора каталитического крекинга ЭМКАТ-100

В первом случае применение в аналитической практике обычных уравнений

$$C_x = a_0 + a_1 \cdot N_{xK\alpha} \cdot N_{xK\alpha} + a_2 \cdot N_{xK\alpha} \cdot N_{yK\alpha} + a_3 \cdot \frac{N_{xK\alpha}}{N_{nc}}$$

не позволяет при значительном отношении интенсивностей пиков (более чем в 10 раз), особенно при значительных изменениях интенсивностей, получить приемлемую точность результатов измерений, погрешность которых доходит до 60% отн. и более. Это связано с тем, что градуировочные характеристики для совмещенных пиков становятся нелинейными, что не учитывается стандартными уравнениями.

Во втором случае сложность подбора и установки фильтров для разнообразных композиций не дает приемлемой экспрессности анализов [2] (вариант может применяться только для серийных анализов). В связи с этим возникает необходимость разработки методов обработки результатов РСФА, которые могут обеспечить необходимую точность при качественном и количественном анализе.

Один из таких методов основан на следующих особенностях РСФА.

Существует большое число возможных переходов для заполнения вакансий в оболочке, за счет которых возникают линии рентгеновского излучения различной энергии, вплоть до 25 различных L-линий, однако вероятность каждого типа перехода меняется в значительной степени.

Относительные интенсивности линий означают относительные вероятности образования линий внутри серии, т.е. линий, возникающих за счет ионизации данной оболочки. Относительные интенсивности линий в серии сложным образом меняются в зависимости от атомного номера.

Знание относительных интенсивностей линий является полезным при интерпретации спектров. Для каждого элемента имеется относительно малый набор интенсивных рентгеновских линий. В связи с этим при обработке результатов анализа обычно используются интенсивные линии, хотя возможны многие переходы.

Относительные интенсивности линий для K- и L-серий, которые регистрируются в чаще всего в используемом для анализа диапазоне длин волн, определяются следующими соотношениями:

$K\alpha_1 : K\alpha_2 : K\beta_1 : K\beta_2 : K\beta_3 : K\beta_4 : K\beta_5$ приблизительно соотносятся как 100:52:25:2:25:0,01:0,2;

$L\alpha_1 : L\alpha_2 : L\beta_1 : L\beta_2 : L\beta_3 : L\beta_4 : L\gamma_1 : L\beta_2$ приблизительно соотносятся как 100:10:70:20:5:4:12:2.

Каждый элемент (на каждом приборе) характеризуется определенной шириной пика, форма которого описывается определенной моделью. Перечисленные факторы позволяют контролировать истинные интенсивности линий при их наложении в том случае, если известны математические модели пиков соответствующих спектральных линий.

В связи с этим была поставлена задача определения математической модели пиков элементов различных спектров.

С этой целью был апробирован ряд функций, которыми возможно описать пики элементов (распределение Пуассона, нормальное распределение, модифицированное гауссово распределение). Из перечисленных функций погрешность аппроксимации аналитических пиков оказалась наименьшей у модифицированной гауссовой функции.

Модифицированная гауссова функция (рис. 2) представляет собой сумму нескольких гауссовых функций, имеющих разную ширину.

Было выведено уравнение, позволяющее с достаточной точностью описать пики. Например, для линии K β математическая модель пика определяется выражением

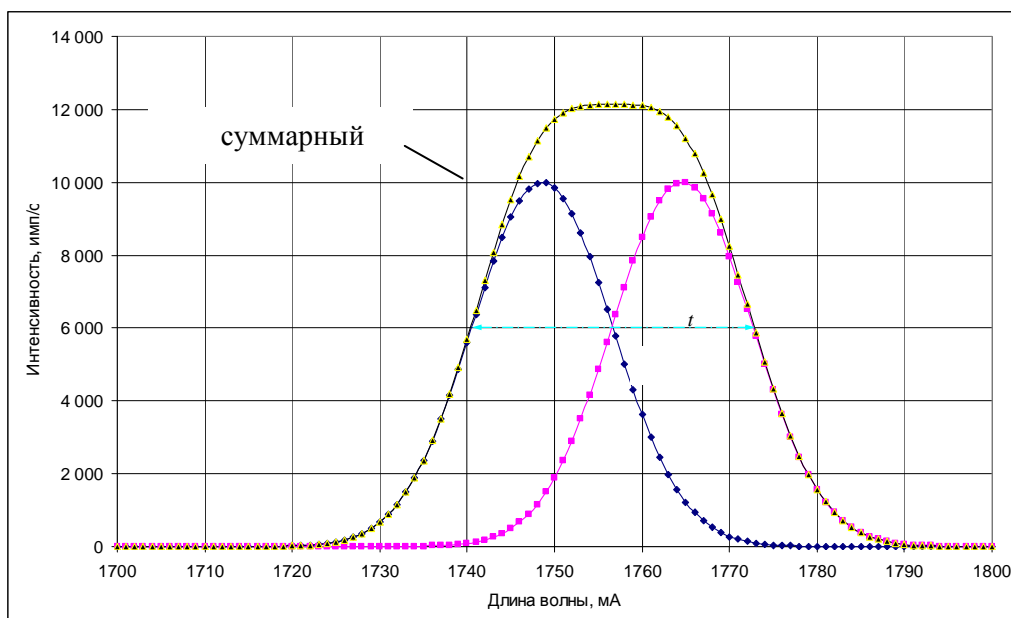
$$F = k \cdot \left(e^{-\frac{(x-\lambda+t/4)^2}{t^2/8}} + e^{-\frac{(x-\lambda-t/4)^2}{t^2/8}} \right),$$

для линии K α :

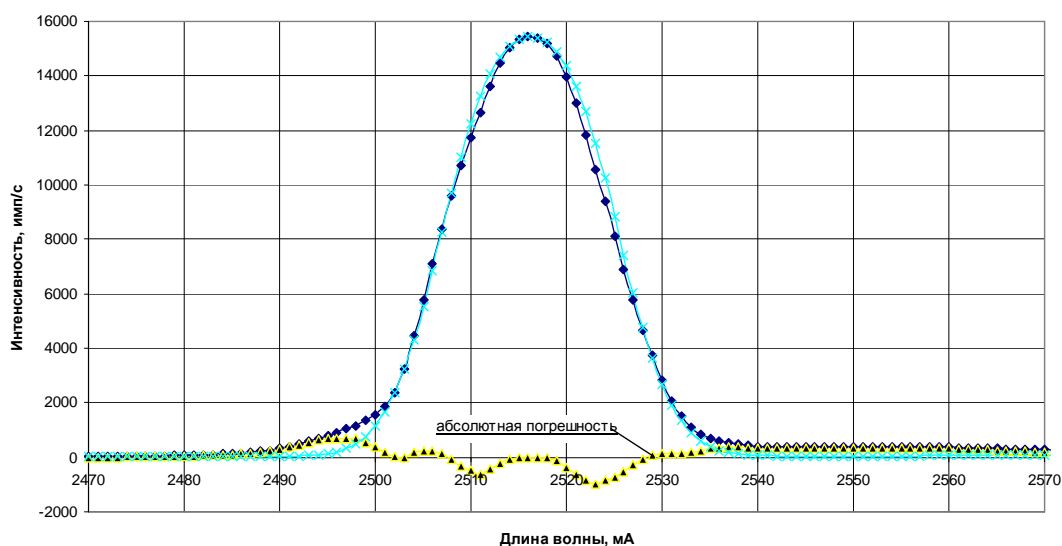
$$F = k \cdot \left(e^{-\frac{(x-\lambda-t/8)^2}{t^2/18}} + e^{-\frac{(x-\lambda-t/4)^2}{t^2/18}} + e^{-\frac{(x-\lambda+t/8)^2}{t^2/18}} + e^{-\frac{(x-\lambda+t/4)^2}{t^2/18}} \right),$$

где k – коэффициент высоты пика; λ – длина волны линии анализируемого элемента; t – ширина истинного пика на середине его высоты (для каждого пика является постоянной величиной).

На практике было апробировано применение разработанной модели и приведено сравнение результатов с измеренным спектром. На рис. 3 представлены спектрограммы: теоретическая, построенная с использованием предложенной модели, и полученная с использованием рентгенофлуоресцентного анализатора Спектроскан-GV производства НПО «Спектрон».



Р и с. 2. Теоретическая модель аналитического пика



Р и с. 3. Теоретическая и измеренная спектрограммы

Из рис. 3 видно, что погрешность аппроксимации реальных пиков предложенной математической моделью не превышает 6%, что для аналитической практики является вполне достаточным. Использование предложенной модели аналитического пика позволяет реализовать алгоритмы разделения совмещенных пиков и тем самым снизить погрешность определения результатов анализа за счет снижения нелинейности градуировочных функций.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Смагунова А.Е., Лосев Н.Ф. Рентгеноспектральный флуоресцентный анализ. Иркутск: Изд-во ИГУ, 1975. 224с.
2. Бахтияров А.В. Рентгеноспектральный флуоресцентный анализ в геологии и геохимии. М.: Недра, 1985. 150 с.

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2007 г.

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

В журнале предполагается публикация статей объемом до 8 страниц (включая рисунки и таблицы) формата А4, а также кратких сообщений по соответствующим разделам (объем 2-4 стр. формата А4 вместе с рисунками и таблицами). Объем заказных статей устанавливается редколлегией.

В приоритетном порядке будут рассматриваться заказные и обзорные статьи, а также материалы докторских и кандидатских диссертаций. Аспирантские работы рекомендуется представлять в форме кратких сообщений.

Редколлегия оставляет за собой право отклонить или отправить представленные статьи на доработку на основании соответствующих заключений рецензентов. Переработанные варианты статей рассматриваются заново.

Одно лицо может быть автором или соавтором только одной статьи.

Правила оформления статей, рисунков, таблиц и библиографического списка

1. Текст статьи набирается в редакторе MS Word (версия не ниже Word 97) на листе формата А4 (210x297 мм). Шрифт Times New Roman.

2. Поля: верхнее – 1,7 см; нижнее – 1,7 см; левое – 2,5 см; правое – 2,5 см.

3. Структура статьи.

Первая строка: УДК размер шрифта – 11 пт., отступ первой строки абзаца – 0,7 см.

Третья строка: инициалы автора, фамилия – 11 пт. п/ж курсив, отступ 0,7 см.

Пятая строка: наименование статьи – 11 пт., прописные, п/ж, отступ 0,7 см.

Начиная с седьмой строки – реферат (от 3 до 10 строк) 10 пт., курсив, отступ 0,7 см.

Текст статьи – 11 пт., отступ 0,7 см, межстрочный интервал – одинарный; выравнивание текста – по ширине.

4. При наборе сложных формул нужно использовать специальный редактор уравнений – MS Equation, входящий в комплект поставки MS Word. Формулы располагаются по центру строки, номер формулы должен совпадать с правым краем текста. Переменные набираются курсивом (не полужирным). Размеры для редактора: 11-8-6-18-11.

5. На все помещаемые в статью иллюстрации (чертежи, графики, схемы, компьютерные распечатки, диаграммы, фотоснимки) и таблицы в тексте должны присутствовать ссылки.

Каждая иллюстрация, таблица должна иметь содержательное название и номер. Следует использовать сквозную нумерацию (арабскими цифрами) в пределах статьи отдельно для иллюстраций и таблиц. Для названия таблицы, ее номера, текста и подрисуночных подписей размер шрифта – 10 пт.

Рисунки должны быть подготовлены к печати в электронном виде (сканированы или выполнены в графическом редакторе в одном из растровых форматов - TIFF, JPEG, PCX, BMP) и вставлены в текст статьи.

6. Список использованных источников должен начинаться заголовком «БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК» и включать пронумерованный список источников <1. Источник>. Размер шрифта – 9 пт. Фамилии авторов выделяются курсивом. Сведения об источниках следует располагать в списке в порядке появления ссылок на источники в тексте статьи.

Статья должна быть подготовлена в полном соответствии с требованиями и представлена в электронном виде на дискете с приложением 2 экз. распечатанного текста.

На отдельном листе представляются полные сведения об авторах (ФИО, ученая степень, ученое звание, полное название места работы, должность, домашний или служебный телефоны для оперативной связи).

Статьи, не удовлетворяющие указанным правилам оформления, будут возвращаться авторам без рассмотрения.

Статьи и краткие сообщения передаются ответственному секретарю редакции И.Г. Минаковой (443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244, корп. 8, комн. 304).

Справки по телефонам:

337 07 00 – Эдгар Яковлевич Рапопорт

337 07 00 – Ирина Григорьевна Минакова (E-mail: minakova@auts0.samgtu.ru)

Редколлегия журнала