УДК621.396.664

А.В. Оводенко, к.т.н.

СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Донецкий национальный технический университет, e-mail: ovoda@i.ua

Предлагается метод синтеза структур систем автоматического контроля непрерывных технологических процессов на основе операторов порядковой логики. Предложен способ реализации гибридных непрерывно-логических систем автоматического контроля на базе реляторных логически-ориентированных процессоров.

Ключевые слова: *метод синтеза, структура системы, автоматический контроль, технологический процесс, порядковая логика, реляторный процессор.*

Актуальность

Анализ алгоритмов централизованного сбора и обработки сигналов контролируемых параметров в известных системах автоматического контроля технологических процессов (САК ТП) позволил выявить следующие недостатки: цикличность и априорная синхронизируемая последовательность коммутаций на входные порты устройств сопряжения с объектом (УСО) управляющего вычислительного комплекса (УВК) не зависят от их текущих значений; принятие решений по результатам контроля осуществляется только после полного цикла коммутации. Но не вся информация является одинаково ценной, то есть существует избыточная информация, не являющаяся необходимой на определенном отрезке времени, хотя на ее обработку и регистрацию затрачиваются время и ресурсы УВК. Таким образом, возрастает стоимость аппаратуры и её эксплуатации; иногда существенно задерживается выдача необходимой управляющей информации. В [1] показано, что около 70% команд затрачено на распределение избыточной информации в УВК, организацию доступа к информационным массивам, на поиск элементов информации в массивах и другие операции информационного обслуживания. По некоторым данным [2] около 90 % всех расходов на сбор и обработку всей измерительной информации тратится на избыточную.

Постановка проблемы. В данной работе с целью устранения указанных недостатков предлагается методика порядково-логического синтеза адаптивных для обслуживания аналоговых $x_i^{в} \le x_i(t) \le x_i^{н}$; $x_i^{в} > x_i(t) > x_i^{н}$, $i = (\overline{1, n})$, контролируемых однородных параметров, обеспечивающих исключение информационной избыточности, где $x^{в}, x^{н}$ - соответсвенно верхняя и нижняя допустимые границы параметра.

Основная часть. Синтез реляторной структуры с одноуровневым (двухуровневым эквивалентом) допусковым контролем. Известны попытки синтеза САК ТП на основе аппарата бесконечной логики (БЛ) [3 –5]. Однако они носят частный характер, требуют применения элементов многозначной логики, что приводит к значительным аппаратурным затратам и трудностям при проектировании и реализации, и не решают проблему информационной избыточности и надежности процесса контроля ТП.

В работе доказано, что непрерывно- логическая функция может быть реализована с помощью n-разрядных пороговых и депороговых операторов, преобразования двоичных кодов, а также возможность реализации логически непрерывных функций с помощью управляемых логических определителей в базисе двоичной логики. Предлагаемый метод может быть использован для проектирования эффективных систем автоматического контроля работоспособности транспортных средств, контроля работоспособности функционирования энергоагрегатов.

Пусть каждый из контролируемых параметров $X = \{x_1(t), x_2(t), ..., x_n(t)\}$ имеет определённую область значений, задаваемую ограничительной зоной в виде допусковых уровней $X_{доп} \in \{x_i^{в}, x_i^{н}\}$ соответственно верхней и нижней границ.

Таким образом, каждый контролируемый параметр задаётся текущим значением $x_i(t)$ и допусковыми уровнями $x_i^{в}, x_i^{н}$. Объект контроля может быть отображён матрицей состояния:

$$\left|X, X_{доп}\right| = \begin{vmatrix} x_1 & x_1^{в} & x_1^{н} \\ ...... & .... & ...... \\ x_n & x_n^{в} & x_n^{н}. \end{vmatrix}. \tag{1}$$

Предполагая АК "чёрным ящиком", входы его отобразим матрицей (1), а выходы - в виде ряда последовательности упорядоченных значений контролируемых параметров:

$$x_1^{(1)} \geq x_2^{(2)} \geq ... \geq x_i^{(r)} \geq x_n^{(n)}. \tag{2}$$

Определённый порядково-ранжированный ряд соответствует определённому алгоритму задачи, выполняемой вычислительной системой (ИВС), состоянием элементов контролируемого тракта.

Возможное число разрядов в (2) определяется оценкой сложности вычисления порядкового логического определителя (ЛО) [4, 5] для случая одноуровневой и двухуровневой САК.

Применим пороговый оператор к каждой строке матрицы (1):

$$\Pi\left(X_i, X_i^{в}, X_i^{н}\right) = \begin{cases} \beta_i^1, & \text{при } x_i^{н} < x_i < x_i^{в} \\ \beta_i^2, & \text{при } x_i^{н} \geq x_i < x_i^{в} \\ \beta_i^3, & \text{при } x_i^{н} < x_i \geq x_i^{в}; \quad i = \left(\overline{1, n}\right), \end{cases} \tag{3}$$

$$\Pi\left(X_i, X_i^{в}, X_i^{н}\right) = \begin{vmatrix} \Pi\left(x_1, x_1^{в}, x_1^{н}\right) \\ \Pi\left(x_2, x_2^{в}, x_2^{н}\right) \\ .... \\ \Pi\left(x_n, x_n^{в}, x_n^{н}\right) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ .... \\ \beta_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \beta_1^1 & \beta_1^2 & \beta_1^3 \\ \beta_2^1 & \beta_2^2 & \beta_2^3 \\ .... & .... & .... \\ \beta_n^1 & \beta_n^2 & \beta_n^3 \end{vmatrix}. \tag{4}$$

Рассмотрим два случая: первый – выходные значения i-го параметра x(t) равнозначно расположены за допусковыми верхним и нижним уровнями; второй – задана периодичность уровней: $P_r(X^{в}, X^{н}) \in \left\{X^{в} \geq X^{н} \text{ или } X^{в} \leq X^{н}\right\}$.

С помощью пороговых операторов состояния параметров отображаются трёхмерными кодовыми векторами $\beta_i = \left\{\beta_i^1, \beta_i^2, \beta_i^3\right\}$ с одной единичной координатой, положение которой в кодовом векторе индицирует характер порядкового соотношения между текущим значением параметра и его допусковых уровней.

Для каждого i-го $i = (\overline{1, n})$ канала (для первого случая) определим дизъюнктивный индикатор выходных параметров для допусковых уровней:

$$Z_i = \mathop{V}_{i=1}^{3} \beta_i^j = \max\left\{\beta_i^1, \beta_i^2, \beta_i^3\right\}, \quad i = \overline{1, n}, j = \overline{1,3}, \tag{5}$$

которые образуют кодовый вектор: $$\mathop{Z_i^j}_{\substack{i=\overline{1,n} \\ j=\overline{1,3}}} = \begin{vmatrix} \max\left\{\beta_1^1, \beta_1^2, \beta_1^3\right\} \\ .... \\ \max\left\{\beta_n^1, \beta_n^2, \beta_n^3\right\} \end{vmatrix}, \tag{6}$$

число ненулевых координат которого отображают число параметров, значения которых в текущий момент времени превышают допустимые уровни.

Вектор Z_i^j отображается неупорядоченной квазиматрицей-столбцом, которая может быть представлена с помощью ЛО $A_n^{(r)}$ в виде ряда упорядоченных последовательностей $Z_i^1, Z_j^2, ..., Z_l^m, ..., Z_n^{(k)}, \ i = \overline{1, n}, r = \overline{1, k}$.

□□ $A_n^{(r)}$ может быть раскрыт с помощью реляторной функции F_{RP}, аргументами которой являются координаты вектора Z, вектора управляющих сигналов U, вектора сигналов задания направления приоритетной обработки S, значения которых определяются алгоритмом задачи, проходящей через ИВС: $A_n^{(r)}(Z) = F_{RP}\{Z, U, S\} = \left(Z_i^1, Z_j^2, ..., Z_l^m, ..., Z_n^{(k)}\right) \equiv Z'$. (7)

Упорядоченный кодовый вектор Z' имеет только одну ненулевую координату независимо от числа ненулевых координат вектора Z. Значения вектора X из (2) пронумеруем в произвольном возрастающем порядке и обозначим их $\left(x_1, x_2, ..., x_S\right)$ соответственно. Значение функции $f(\lambda)$ в области, определяемой ситуацией λ_j, обозначим $f(\lambda_j)$. Очевидно, что $f(\lambda_j)$ совпадает с одной из переменных $x_1, x_2, ..., x_n$. Индекс этой переменной обозначим $indf(\lambda_j)$, $j = \overline{1,s}; s = n!$. Построим в соответствии с каждой ситуацией λ_j t-мерный вектор $Z' = (0,...,0,1,0,...,0)$. Тогда для любой ситуации λ_j выполняется равенство $D_x(Z') = f(\lambda_j)$, то есть. $f(x) = D_x(Z')$. Координаты вектора Z' меняются в зависимости от ситуации (2). Эту ситуацию можно изобразить двоичной матрицей G, строки которой соответствуют ситуации, а столбцы – координатам вектора Z':

$$G = \begin{vmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} & ..... & Z'_{1t} \\ Z'_{21} & Z'_{22} & ..... & Z'_{2t} \\ ...... & ...... & ..... & ..... \\ Z'_{S1} & Z'_{S2} & ..... & Z'_{St} \end{vmatrix}, \text{ где } \underset{j=\overline{1,t}}{Z'_j} = \begin{vmatrix} Z'_{1j} \\ Z'_{2j} \\ .... \\ Z'_{Sj} \end{vmatrix}; \quad \underset{i=\overline{1,3}}{\lambda_i} = |Z'_{i1}, Z'_{i2}, ..., Z'_{i3}|. \qquad (8)$$

Матрица G однозначно определяет функцию f. Показано, что пороговый оператор П(x) сопоставляет непрерывно меняющимся переменным(параметрам) m-мерный вектор β: $П(x) \equiv B = (\beta_1, \beta_2, ..., \beta_m)$, где $m = \dfrac{n(n-1)}{2}$. Эту зависимость, в свою очередь, можно изобразить двоичной матрицей B, строки которой соответствуют ситуации, а столбцы – координатам вектора B:

$$B = \begin{vmatrix} \beta_{11}, \beta_{12}, ..., \beta_{1m} \\ \beta_{21}, \beta_{22}, ..., \beta_{2m} \\ .... \\ \beta_{S1}, \beta_{S2}, ..., \beta_{Sm} \end{vmatrix}; \text{ где } \underset{j=\overline{1,m}}{\beta_j} = \begin{vmatrix} \beta_{1j} \\ \beta_{2j} \\ .... \\ \beta_{Sj} \end{vmatrix}; \quad \underset{i=\overline{1,3}}{\lambda_i} = |\beta_{i1}, \beta_{i2}, ..., \beta_{im}|. \qquad (9)$$

Рассмотрим столбцы $\beta_j, j = \overline{1,m}$ матрицы B, как независимые булевы переменные, а строки λ_i, $i = (\overline{1,s})$ - как различные наборы этих переменных. Каждый столбец $Z'_j, j = \overline{1,t}$ матрицы G определят булеву функцию переменных $\beta_1, ..., \beta_m$, которая по наборам $\beta_{i1}, ..., \beta_{im}$ принимает значения Z'_i, $i = (\overline{1,s})$; при $s < 2^m$ на наборах значений $\beta_1, ..., \beta_m$, не вошедших в матрицу B, функция считается равной нулю. По табличному заданию булевой функции легко построить её ДНФ (КНФ). Сделав это для всех j, получим выражение переменных $Z'_1, ..., Z'_t$ через $\beta_1, ..., \beta_m$: $Z'_j = \varphi_j(\beta_1, ..., \beta_m), j = \overline{1,t}$ б или в векторной форме $Z' = \varphi(\beta)$. Учитывая, что

$$f(x) = D_x(Z'), П(x) = (\beta_1, ..., \beta_m) = B, \qquad (10)$$

получим: $f(x) = D_x[\varphi_1(\beta_1, ..., \beta_m), ..., \varphi_t(\beta_1, ..., \beta_m)] = D_x[\varphi(П(x))]$, (11)

то есть, любую функцию БЛ $f(x), x = (x_1, ..., x_n)$ можно реализовать с помощью последовательного применения операторов $П(x), D_x(Z')$ и преобразования двоичных векторов. На основании (10) и (11) в момент времени $t_j, (t_j \in T_k = \Delta tn, j = \overline{1,t}, t \le n, \Delta t$ - временной отрезок преобразования $П(x), D_x(Z')$, где t-число ненулевых координат вектора Z) с помощью депороговых операторов $D_{xj}(Z'_j)$ формируется максимальный элемент ранжированного ряда (2):

$$\max_{i=\overline{1,n}} \begin{vmatrix} D_{x1}(Z'_1) \\ D_{x2}(Z'_2) \\ .... \\ D_{xn}(Z'_n) \end{vmatrix} = \max_{i=\overline{1,n}} \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ ... \\ x_n \end{vmatrix}_{t_j} = x_1^{(j)}(t_k), j = \overline{1,t}. \qquad (12)$$

Таким образом, с помощью поканального применения депорогового оператора в момент t_k и операции раскрытия ЛО выделяется экстремальный (максимальный) контролируемый параметр $X_j(t_k)$, поскольку кодовый вектор $Z' = \{Z'_1, ..., Z'_n\}$ имеет только ненулевой элемент:

$$X_j(t_k) = \max_{i=\overline{1,n}} \{x_1(t_k),...,x_n(t_k)\}. \qquad (13)$$

Координаты искомого $x_j(t_k)$ параметра определяются ненулевой координатой вектора Z' или единичным элементом матрицы G в (3.16) как:

$$\operatorname{Ind}_{i=\overline{1,n}} f(\lambda_i) = \operatorname{Ind}_{j=\overline{1,s}} x_j(t_k) = \operatorname{Adr}_{j=\overline{1,s}} x_j(t_k). \qquad (14)$$

Для удобства представления и преобразования $\operatorname{Adr}_{j=\overline{1,s}} x_j(t_k)$ представляется двоичным вектором размерности $m \geq \log_2(n)$ с помощью функции кодопреобразования F_{CD} вектора Z' в двоичный вектор: $\alpha_{\underset{i=1,m}{i}} = \{\alpha_1,...,\alpha_m\} = F_{CD}(Z'), \alpha_i \in \{0,1\}, i = \overline{1,m}$. (15)

Текущее значение $X_j(t_k)$ j-го параметра может быть представлено двоичным вектором по средствам аналого-цифрового преобразователя.

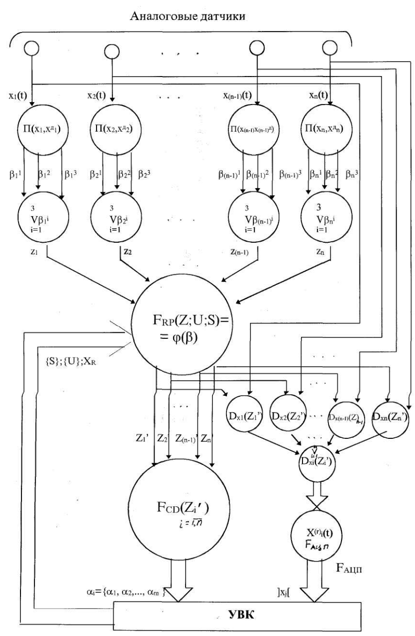

Рис. 1. Реляторная структура САК ТП с одноуровневым (двухуровневым эквивалентным) допусковым контролем

По окончании преобразований $П(x_j, x_j^В, x_j^Н), D_{xj}(Z'_{tj}), \operatorname{Adr} x_j(t_j),]x_j(t_j)[$ в момент времени $(t+\Delta t)$ производят операцию исключения $x_j(t_j)$ из дальнейшего преобразования: $x_j(t)\ \&\ o(t_j+\Delta t) = 0$, предварительно сформировав первый элемент ряда (2) x_j^1.

В реляторной структуре производится операция редактирования кодового вектора Z:

$$Z_I = Z \oplus (Z_{tj}\ \&\ X_R), \qquad (16)$$

где $X_R = 1$, исключением ненулевой координаты из состава элементов $Z_I = \{Z_1, Z_2, ... Z_j = 0, ... Z_n\}$.

Далее алгоритм формирования и преобразования элементов ряда (2) $x_j^{(1)} \geq ... \geq x_i^{(r)}$ аналогичен.

Пример реляторной структуры САК ТП с одноуровневым (двухуровневым эквивалентом) допусковым контролем представлен на рисунке 1.

Выводы

Благодаря реляторному анализу диагностических параметров технологического объекта существенно сокращается избыточность информации, вводимой в УВК. На основании предложенного метода возможна оценки приоритетности технического обслуживания объектов контроля с отклонением параметров за границы допустимых значений.

Список литературных источников

1. Марчук Г.И. Адаптивная АСУ производством. – М.: Статистика, 1981.- с.125.
2. Авосев Б.Я., Антонюк Е.М. и др. Адаптивные телеизмерительные системы. – Л.: Энергоиздат, 1981.- с.248.
3. Гильборо Е.П., Челпанов И.Б. Обработка сигналов на уровне упорядочного выбора. – М.: Сов. радио, 1975.- с.344.
4. Левин В.И. Структурно логический метод исследования сложных систем с применением ЭВМ. – М. Наука, гл.ред.физ.-мат.лит.,1987.с.304.
5. Самойленко А.П., Усенко О.А. Способ централизованного контроля n объектов. Патент РФ №2198418, 7G 05 B2 3/02, бюл.№4, 2003.

Самойленко А.П., Рогозов Ю.И., Усенко О.А. Разработка адаптивной системы статистической диагностики по фактическому состоянию неравновесных объектов управления.// Приборы и системы управления. Управление, контроль, диагностика, 2003, №4, с.55-64.