

Кафедра автоматизации технологических процессов и производств

Дисциплина «Проектирование АСОИУ»

Преподаватели: Ларионова Н.И., Шавалеев Р.Р.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА

Тема: «Задачи первичной обработки информации»

Нижекамск 2016

Лабораторная работа №1.
Алгоритмы сбора информации
(циклический и адресный опрос датчиков).

1. Цель работы:

Ознакомится с алгоритмом циклического опроса датчиков и на этой основе составить алгоритм адресного опроса.

2. Теоретические положения:

Циклический опрос датчиков.

Циклический опрос датчиков предполагает периодический опрос датчиков системы и сравнение показаний каждого из опрошенных датчиков с нормой. Опрос начинается с датчика, номер которого принят за начальный, и заканчивается датчиком, имеющим последний номер. В случае выхода контролируемых параметров за пределы нормы производится фиксация (печать) значения параметра, вышедшего за пределы нормы, времени выхода и номера датчика. Одновременно формируется сигнал на пульт оператора о выходе одного или нескольких параметров за пределы нормы.

Рассмотрим методику построения алгоритма циклического опроса датчиков.

Пусть датчики пронумерованы последовательно, начиная с первого до n -го. Последовательную нумерацию будем использовать также и для ячеек памяти, в которых хранятся значения норм.

Обозначим:

$x_i^g[1:n], x_i^n[1:n]$ - массивы соответственно верхних и нижних предельных значений (норм) контролируемых параметров;

$\Delta x_i^a[1:n]$ - массив значений аварийных отклонений контролируемых параметров;

n - число датчиков;

i - порядковый номер датчика;

j - порядковый номер контролируемых параметров в массиве переменных, вышедших за пределы нормальных значений;

t - текущее время;

На рис.1 показана схема алгоритма, реализующего циклический опрос датчиков. С целью упрощения в данном алгоритме принято, что не существует причин, запрещающих обращение к соответствующему датчику со стороны машины. Печать результата опроса датчиков производится после окончания опроса всех датчиков.

Адресный опрос датчиков.

При адресном опросе производится контроль значений параметров (выходных сигналов датчиков), адреса (номера) которых задаются оператором с пульта управления системой или автоматически (программно) в соответствии с какими-либо технологическими и другими условиями.

Опрос датчиков будем проводить с заданными периодами опроса каждого датчика. Если в данный момент времени необходимо опросить несколько датчиков, то они опрашиваются в соответствии с заданными приоритетами (максимальный приоритет соответствует минимальному значению, а далее по возрастанию). Необходимо также предусмотреть опроса датчика по требованию оператора.

Алгоритм адресного опроса датчиков привести самостоятельно.

Способы размещения в памяти ЭВМ данных для обработки информации.

Для ввода и первичной обработки аналоговых сигналов в памяти ЭВМ необходимо хранить значительное количество информации: адрес под-

ключения, электрический диапазон сигнала, коэффициенты масштабирования, линейризации, сглаживания, параметры проверки на достоверность, границы технологической сигнализации и т.п. Это так называемая условно-постоянная информация, поскольку она создается на стадии проектирования и наладки и не изменяется в результате работы программы.

В отличие от условно-постоянной переменная информация является результатом работы программы на текущем шаге контроля или результатом накопления за некоторый интервал времени (текущее значение измеряемой величины, признаки выхода за границы технологической сигнализации, интегрированные значения расходов и т.п.).

Применяются два основных способа размещения в памяти ЭВМ данных для обработки информации с объекта: метод оформления так называемых паспортов и принцип выделения одноименных характеристик.

При распределении данных в виде блоков паспортов вся информация для обработки i -го датчика составляет паспорт i -го датчика Π_i . Каждый элемент паспорта X_{ji} содержит данные для выполнения j -й операции обработки (j -я характеристика i -го датчика).

Количество и состав характеристик в паспортах датчиков неравнозначны и определяются необходимостью соответствующих операций обработки для данных датчиков. Естественно, что не каждый датчик требует операций линейризации, проверки на нижнюю технологическую границу и т.п. Поэтому блок паспортов датчиков предоставляет собой массив датчиков переменной длины. «Сжатие» записей дает существенную экономию памяти, но усложняет структуру данных и процесс поиска требуемой характеристики.

Состав паспорта определен в описателе паспорта $СП_i$, где каждой характеристике в определенной последовательности соответствует бит информации P :

$$P_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{в паспорте } i\text{-го датчика имеется } j\text{-ая характеристика} \\ 0 - \text{в паспорте } i\text{-го датчика отсутствует } j\text{-ая характеристика} \end{cases}$$

В зависимости от общего количества характеристик, используемых для

обработки датчиков в соответствующей АСОИУ, описатель паспорта может представлять собой байт, слово или группу слов.

Адрес паспорта k -го датчика $(\Pi_k)'$ определяется следующим образом:

$$(\Pi_k)' = (\Pi)' + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=1}^J P_{ji} gX_j,$$

где $(\Pi)'$ - адрес массива паспортов;

gX_j - длина записи (количество слов) i -го элемента паспорта;

J - число элементов в паспорте.

Аналогично находится адрес r -й характеристики k -го паспорта: (2)

$$(X_{rk})' = (\Pi_k)' + \sum_{j=1}^{r-1} P_{ji} gX_j,$$

Второй способ размещения данных: одноименная характеристика всех датчиков расположена в памяти в виде отдельного массива. Такой массив MX_j представляет собой также «сжатую» запись, ибо включает только характеристики датчиков, имеющих соответствующую операцию обработки. Состав массива j -й характеристики определён в описателе массива SX_j (шкала j -й характеристики), где каждому датчику в порядке его номера соответствует бит информации:

$$P_{ij} = \begin{cases} 1 - \text{в массиве } MX_j \text{ имеется характеристика для } j\text{-го датчика} \\ 0 - \text{в массиве } MX_j \text{ отсутствует характеристика для } j\text{-го датчика} \end{cases}$$

Длина шкалы любой характеристики в системе определяется количеством датчиков N_A : (3)

$$qSX = E\{N_A / R\} + 1,$$

где R - разрядность слова.

Адрес записи j -й характеристики h -го датчика находится вычислением: (4)

$$(X_{jk})' = (MX_j) + gX_j \sum_{i=1}^{k-1} P_{ji},$$

где (MX_j) - адрес массива j -х характеристик.

Такой способ распределения данных имеет определенное преимущество, ибо дает возможность гибко наращивать количество характеристик, т.е. операций обработки соответствующих датчиков.

3. Содержание и порядок выполнения задания:

1. Составить программу по алгоритму циклического опроса датчиков (блок-схема на рис.1), с использованием хранения исходных данных при помощи метода оформления паспортов.

За исходные данные взять следующие:

$n = 10$ (количество датчиков);

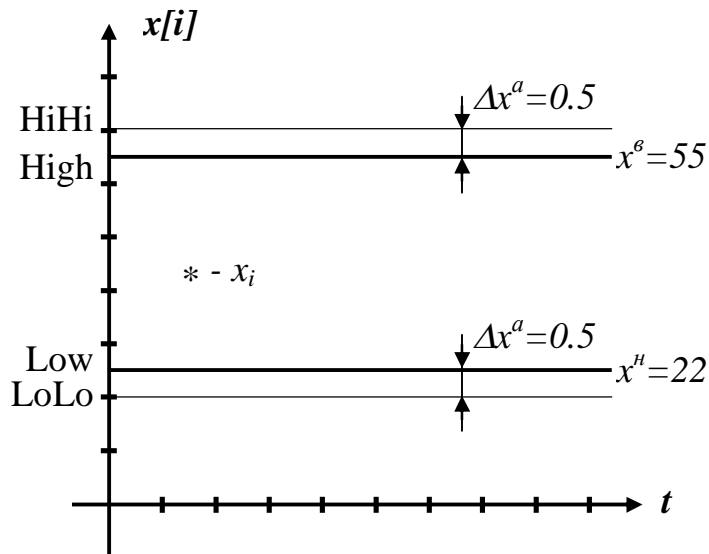
$\Delta t = 2$ сек. (период опроса следующего датчика);

$x_i^g[1:n], x_i^h[1:n], \Delta x_i^a[1:n]$ - массивы верхних, нижних и аварийных пределов задать самим;

Пример для i -го датчика:

$i = 1; x^g[1] = 55; x^h[1] = 22; \Delta x^a[1] = 0.5$.

Получим следующее:



Для получения x_i – необходимо использовать функцию Random и учитывая значения верхних и нижних допустимых границ (для того чтобы был выход за предельные значения x^h и x^g , а также выход за аварийные значения $x^h - \Delta x^a$ и $x^g + \Delta x^a$).

2. Составить блок-схему алгоритма адресного опроса датчиков и разработать программу, с использованием хранения исходных данных при помощи метода выделения одноименных характеристик.

В программе предусмотреть опрос датчика по требованию оператора, путем нажатия номера датчика на клавиатуре. Проверку значений датчика производить сразу же после получения его значения.

Исходные данные следующие:

$n = 5$ (количество датчиков);

$x_i^e[1:n], x_i^n[1:n], \Delta x_i^a[1:n]$ - массивы верхних, нижних и аварийных пределов задать самим;

x_i – для получения значений использовать функцию Random и учитывая значения $x_i^e[1:n], x_i^n[1:n]$.

Порядок опроса задается по вариантам.

Вариант	Период опроса, сек					Приоритет датчика*				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5
1	5	3	4	2	7	0	5	1	2	3
2	4	2	8	12	6	5	0	3	1	4
3	2	7	4	8	3	1	2	3	4	0
4	5	6	7	2	16	0	3	5	2	7
5	6	7	3	8	4	2	5	1	0	4

* - max приоритет соответствует значению 0.

4. Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему программы (алгоритмы циклического и адресного опросов датчиков), результаты вычислений.

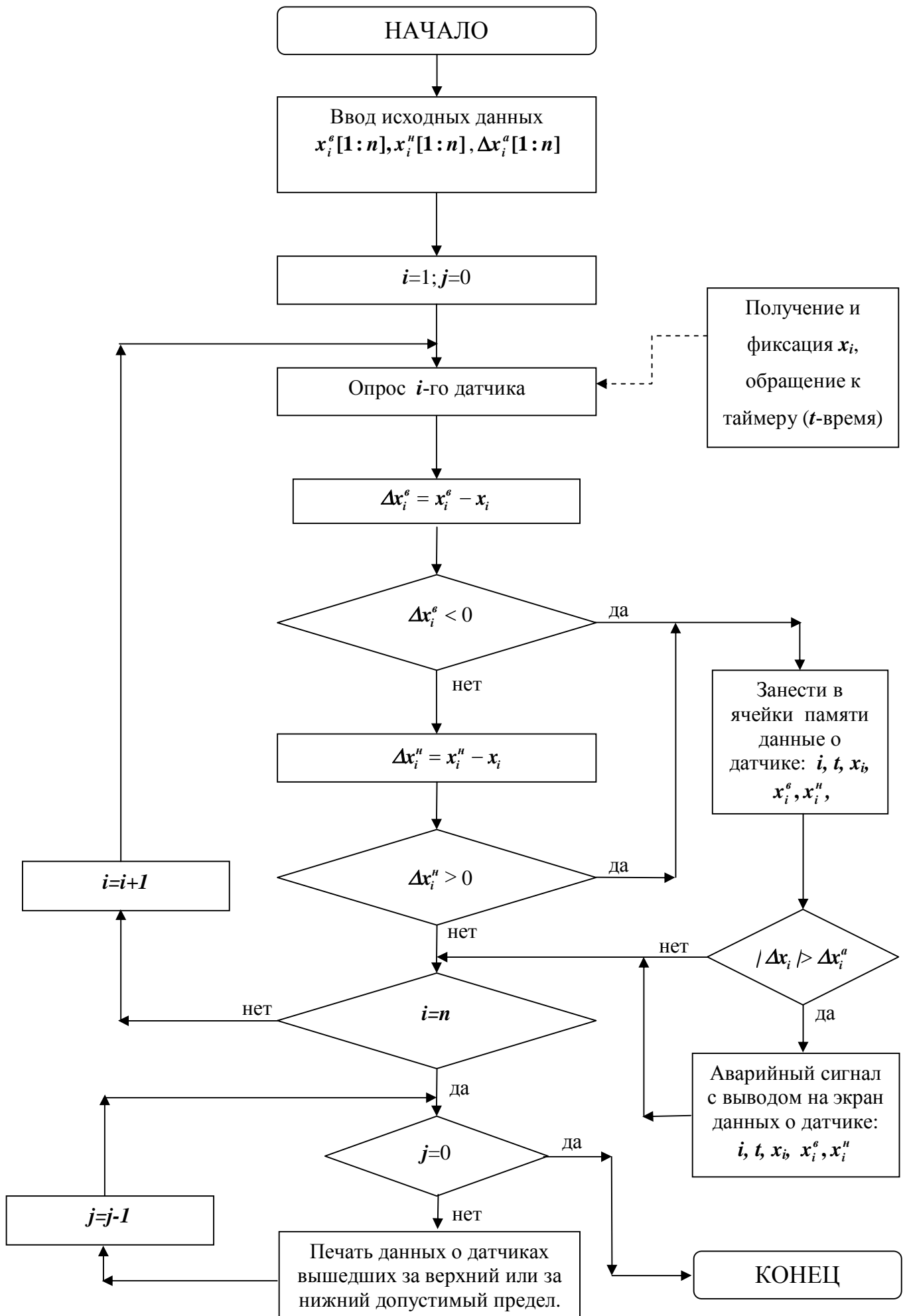


Рис.1. Блок-схема алгоритма циклического опроса датчиков.

Лабораторная работа №2.

Определение частоты опроса технологических параметров с помощью УВМ.

1. Цель работы:

1. Закрепить и углубить знания по применению статистических методов при автоматизации производства.
2. Освоить методику расчета частоты опроса технологических параметров с помощью УВМ. Определить периоды опроса датчиков технологических параметров объектов с существенно различными статистическими характеристиками.
3. Исследовать влияние на величину периода опроса статистических свойств измеряемой величины, погрешности ее определения и погрешности измерительного тракта.
4. По данной кривой реализации случайного процесса определить период опроса датчика.

2. Теоретические положения:

Вопрос выбора необходимой частоты опроса технологических параметров с помощью УВМ возникает при создании АСУТП на стадии разработки технического задания (ТЗ).

Завышенная частота опроса ведет к усложнению системы дискретного контроля и повышению загрузки вычислительной части УВМ.

Заниженная частота опроса практически может свести к нулю результаты дискретного контроля, поскольку при этом невозможно проследить с необходимой точностью за изменением контролируемой величины.

Определим конкретный вид уравнения, используемого для определения интервала опроса в практически наиболее простом и распространенном

случае ступенчатой экстраполяции, при которой о значении измеряемой величины в любой момент времени судят по измеренному значению величины в момент предыдущего отсчета (см. рис. 1), т.е.

$$X(t) = X(jT_0) \quad (1)$$

при $jT_0 \leq t \leq (j+1)T_0$

где T_0 - период квантования (опроса) процесса $X(t)$ по времени

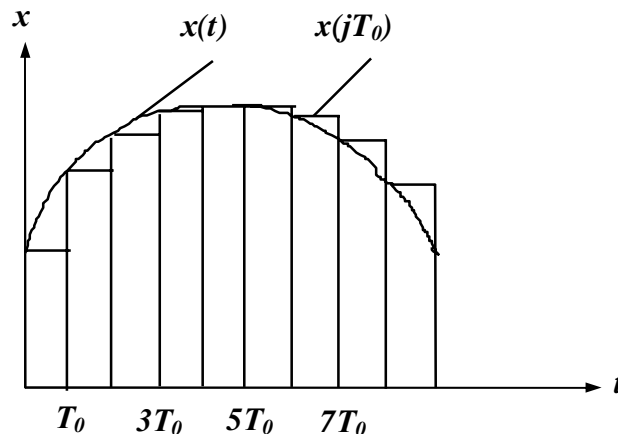


Рис. 1. Ступенчатая экстраполяция измеряемой величины

При экстраполяции возникает погрешность $\varepsilon(t)$ оценки текущего значения измеряемой величины, определяемая по формуле:

$$\varepsilon(t) = X(t) - X(jT_0) \quad (2)$$

Погрешность $\varepsilon(t)$ является случайным процессом, особенностью которого является то, что равен нулю в момент начала каждого периода квантования (см. рис. 1).

Оценим среднюю квадратичную погрешность экстраполяции по методу (1) для случая, когда измеряемый процесс является стационарным.

Преобразуем уравнение (2), прибавив к правой части и отняв от нее величину математического ожидания процесса Mx :

$$\varepsilon(t) = [X(t) - Mx] - [X(jT_0) - Mx] = X(t) - X(jT_0) \quad (3)$$

где $X(t)$ и $X(jT_0)$ - соответствующие центрированные процессы

Возведем левую и правую части выражения (3) в квадрат и будем рассматривать поведение функции $\varepsilon^2(t)$ на отдельных интервалах времени

$jT_0 \leq t \leq (j+1)T_0$ или, если ввести новую переменную $\tau = t - jT_0$, то на интервале $0 \leq \tau \leq T_0$.

Усредняя по множеству интервалов j , получим

$$M[\varepsilon(\tau)]^2 = M[X(\tau)]^2 - 2M[X(\tau)X(0)] + M[X(0)]^2 \quad (4)$$

при $0 \leq \tau \leq T_0$

Используя понятия корреляционной функции и дисперсия, в силу стационарности случайного процесса $X(t)$ будем иметь

$$M\left[X(\tau)\right]^2 = M\left[X(0)\right]^2 = K_x(0) = D_x, \quad (5)$$

$$M\left[X(\tau)X(0)\right] = K_x(\tau).$$

где K_x и D_x - корреляционная функция и дисперсия случайного процесса.

С учетом (5) выражение (4) запишется в виде

$$\sigma_x^2(\tau) = 2[D_x - K_x(\tau)] \quad (6)$$

где $\sigma_x^2(\tau)$ - средняя квадратичная погрешность определения величины.

Выражение (6) не учитывает погрешность измерительного тракта (погрешность датчика) $\sigma_{ХИЗМ}$. С ее учетом выражение для $\sigma_x^2(\tau)$ примет вид

$$\sigma_x^2(\tau) = 2[D_x - K_x(\tau)] + \sigma_{ХИЗМ}^2 \quad (7)$$

Из (7) следует, что средняя квадратичная погрешность $\sigma_x^2(\tau)$ является функцией времени τ , т.е. меняется в пределах периода квантования. В моменты времени замера, т.е. при $t = jT_0$ ($\tau = 0$) эта погрешность является минимальной, равной погрешности измерительного тракта. Максимальное значение средняя квадратичная погрешность приобретает при экстраполяции в момент, предшествующий следующему замеру величины $X(t)$ при $\tau = T_0$

$$\sigma_x(\tau) = \sigma_{Xmax} \quad (8)$$

Частота опроса определяется по величине σ_{Xmax}

При $\tau = T_0$ уравнение (7) принимает вид

$$\sigma_{Xmax}^2 = 2[D_x - K_x(T_0)] + \sigma_{ХИЗМ}^2 \quad (9)$$

Формула (9) определяет период T_0 опроса датчика величины $X(t)$ по

заданной погрешности ее определения $\sigma_{x_{\max}}$, известной погрешности датчика $\sigma_{\text{ХИЗМ}}$ и известной корреляционной функции процесса.

Описание объекта исследования

Определение периода опроса датчиков измеряемых величин с помощью УВМ рассмотрим на примере объектов с существенно различными статистическими характеристиками: теплового объекта и объекта регулирования давления. Контролируемые величины в объектах - температура и давление имеют характер изменения, близкий к стационарным случайным процессам.

Характер реализаций случайных процессов по температуре и давлению (качественный оценке) приведен на рис. 2а, 2б.

Процесс на рис.2а характеризуется плавным изменением своих значений во времени. Зная значение процесса в момент времени t , можно с значительной вероятностью утверждать, что в момент времени t_2 значение процесса будет не намного отличаться от значения процесса при t_1 .

Таким образом, в данном процессе наблюдается достаточно высокая степень связи между его значениями при различных моментах времени.

Для процесса, приведенного на рис. 2б, характерны резкие изменения его значений во времени. Известное значение процесса в момент времени t практически не может со сколько-нибудь достоверной убедительностью характеризовать значение процесса в момент времени t_2 . Степень связи между значениями процесса при различных t быстро затухает при увеличении рассматриваемого интервала времени.

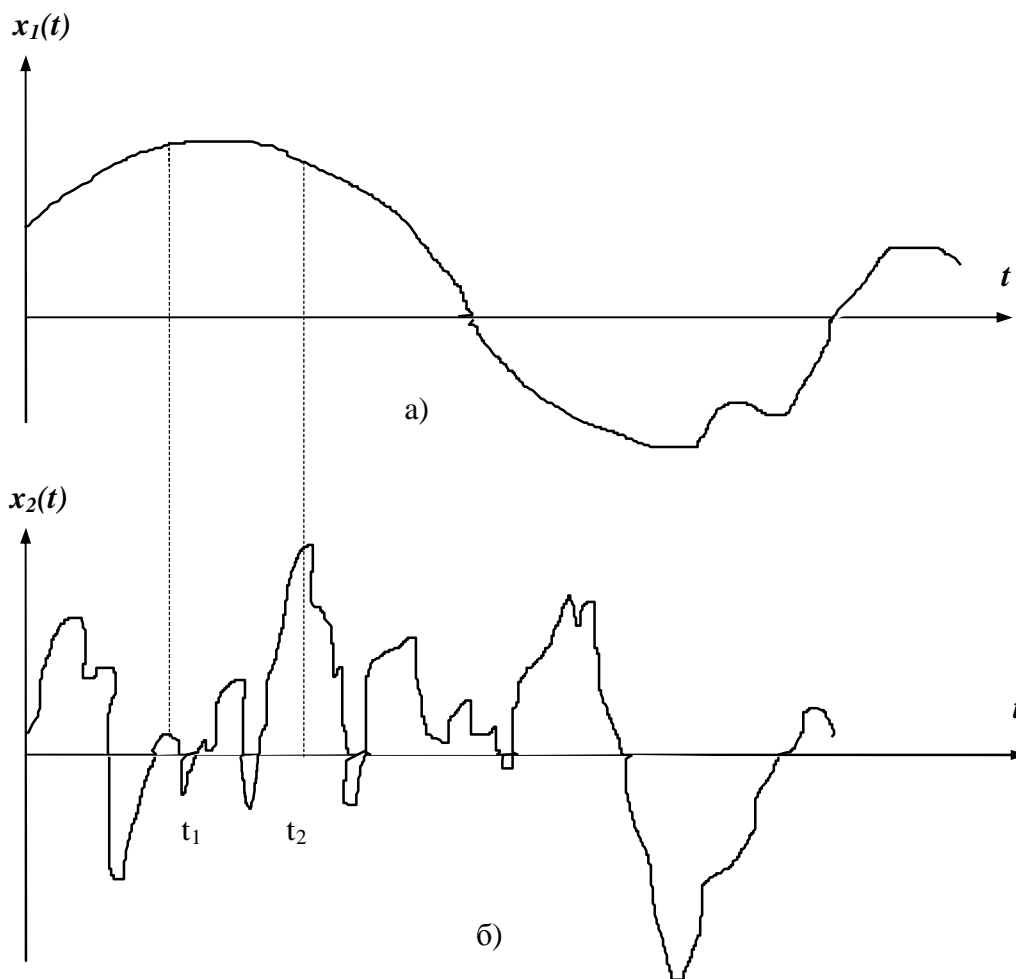


Рис 2. Реализации случайных процессов по температуре (а) и давлению (б).

Корреляционные функции температуры и давления, полученные в результате обработки графиков реализации случайных процессов $X_1(t)$ и $X_2(t)$, приведены на рис. 3, 4

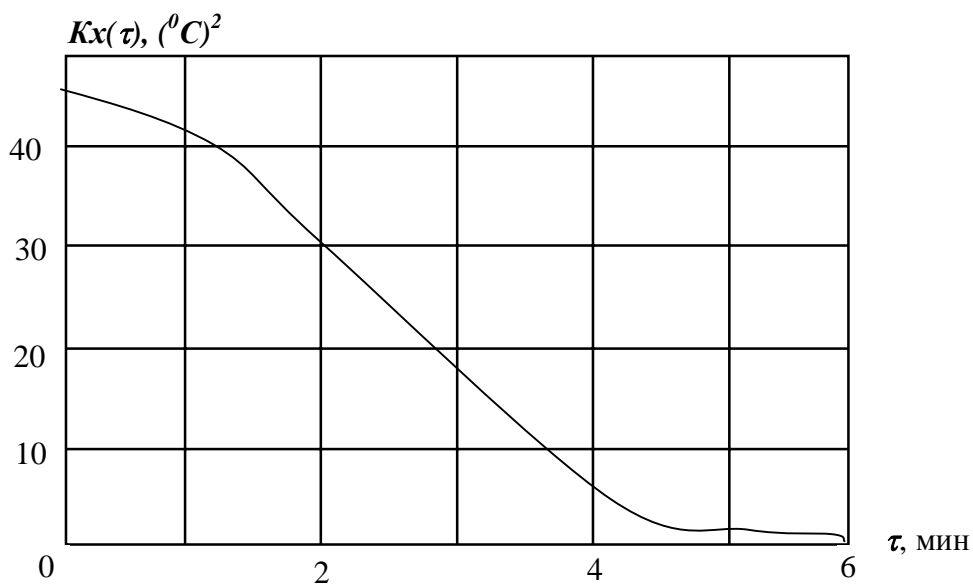


Рис. 3. Корреляционная функция температуры объекта

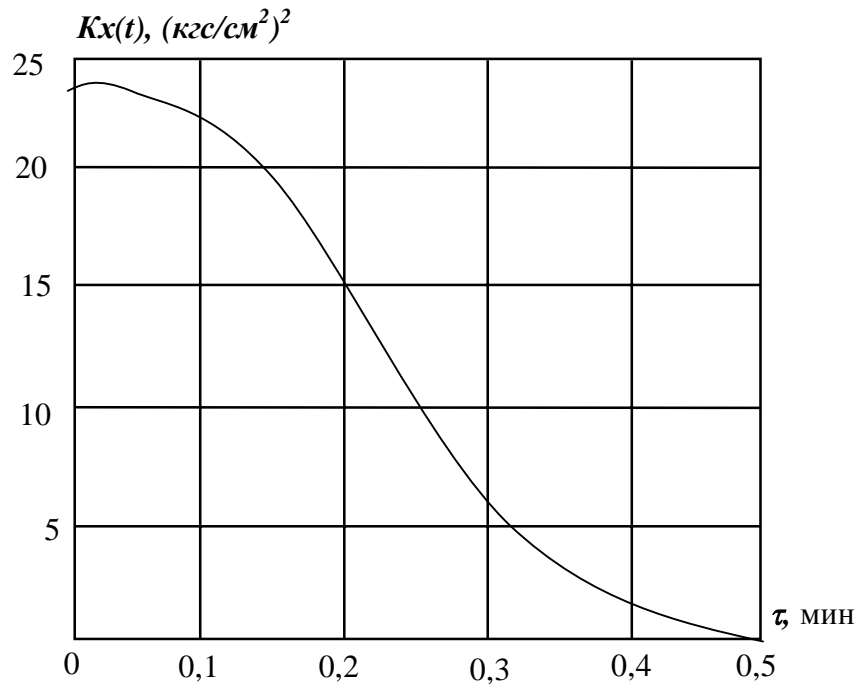


Рис. 4. Корреляционная функция давления объекта

3. Исходные данные для выполнения расчетов

1. Графики корреляционных функций температуры и давления (см. рис.3, 4).

2. Допустимые средние квадратичные погрешности определения параметров $\sigma_{X.\max}$ и средние квадратичные погрешности измерительных трактов температуры и давления $\sigma_{ХИЗМ}$. Численные значения величин $\sigma_{X.\max}$ и $\sigma_{ХИЗМ}$ сведены в таблицу по вариантам.

Исходные данные	Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тепловой объект	$\sigma_{X.\max}$	4,0	4,5	3,6	3,8	4,2	5,0	4,9	4,6	4,7	3,7
	$\sigma_{ХИЗМ}$	1,0	0,6	0,8	0,7	0,9	1,2	1,1	0,5	1,3	1,4
Объект регулирования давления	$\sigma_{X.\max}$	3,6	2,8	3,9	2,7	3,1	3,5	3,4	2,6	3,7	2,9
	$\sigma_{ХИЗМ}$	0,8	0,5	1,0	0,3	0,6	0,7	0,9	0,4	0,2	1,2

3. Кривые реализации случайного процесса (по вариантам) масштаб 1:3

4. Содержание и порядок выполнения задания:

1. Определение периода опроса датчиков по реализации случайных процессов по температуре и давлению (рис.3,4).

а). При заданных $\sigma_{X.\max}$ и $\sigma_{ХИЗМ}$ по формуле (9) определить величину $K_x(T_o)$.

б). По графикам корреляционных функций (см. рис.3,4) определить искомые значения периодов опроса T_o датчиков температуры и давления.

в). При постоянном значении $\sigma_{X.\max}$ ($\sigma_{X.\max} = \mathit{const}$) определить несколько значений T_o при возрастающих (убывающих) значениях $\sigma_{ХИЗМ}$.

г). Аналогичные расчеты провести и при возрастающих (убывающих) значениях $\sigma_{X.\max}$, когда остается постоянная величина $\sigma_{ХИЗМ}$ ($\sigma_{ХИЗМ} = \mathit{const}$).

д). Сделать соответствующие выводы о влиянии на величину T_o статистических свойств измеряемой величины (по пунктам 2 и 3, погрешности ее определения и погрешностей измерительного тракта).

2. Определение периода опроса датчиков по кривым реализации случайного процесса (рис.5-14) по вариантам.

а). Определяем шаг дискретизации случайного процесса $\Delta\tau$, сек.

На реализации случайного процесса проводим линию математического ожидания $M_x = \mathit{const}$.

Определяем число пересечений N случайным процессом линии своего математического ожидания. И определяем длину реализации l , мм.

Определяем время τ_N , в течении которого произошло N пересечений: $\tau_N = l/v$, где v – скорость движения диаграммной бумаги самописца в мм/сек.

Определяем среднее число нулей в единицу времени (число пересечений случайного процесса линии математического ожидания):
 $n_{cp} = N/\tau_N$.

Определяем искомое значение шага дискретизации $\Delta\tau$. Для случайного процесса с монотонными спектральными характеристиками $\Delta\tau$ определяем по формуле: $\Delta\tau = 0.15/n_{cp}$.

Если время между двумя пересечениями случайным процессом линии математического ожидания условно назвать полупериодом, то данная формула рекомендует выбирать шаг так, чтобы в среднем на такой полупериод приходилось около 7-ми ординат случайного процесса.

б). Определяем статистические характеристики случайного процесса (мат. ожидание, дисперсию, корреляционную функцию).

Осуществляем сечение случайного процесса ординатами, отстоящими друг от друга на величину $\Delta\tau$ и определяем значения ординат в эти фиксированные моменты времени в единицах измеряемой величины (Мпа, °С, м³/ч и т.д.).

По значениям этих ординат находим математическое ожидание, дисперсию и корреляционную функцию в дискретные моменты времени (алгоритм расчета математического ожидания, дисперсии и корреляционной функции представлен на рис.15).

Строим корреляционную функцию случайного процесса (при построении можно ограничиться "+"-ыми значениями).

По известным значениям $\sigma_{x,max}$, $\sigma_{ХИЗМ}$, D_x определяем по формуле (9) величину $K_x(\tau_0)$. Откладываем ее на графике. По значению $K_x(\tau_0)$ графически определяем J_0 .

в). Искомый период опроса датчиков определяем по формуле: $\tau_0 = J_0 \Delta\tau$

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему программы, результаты вычислений.

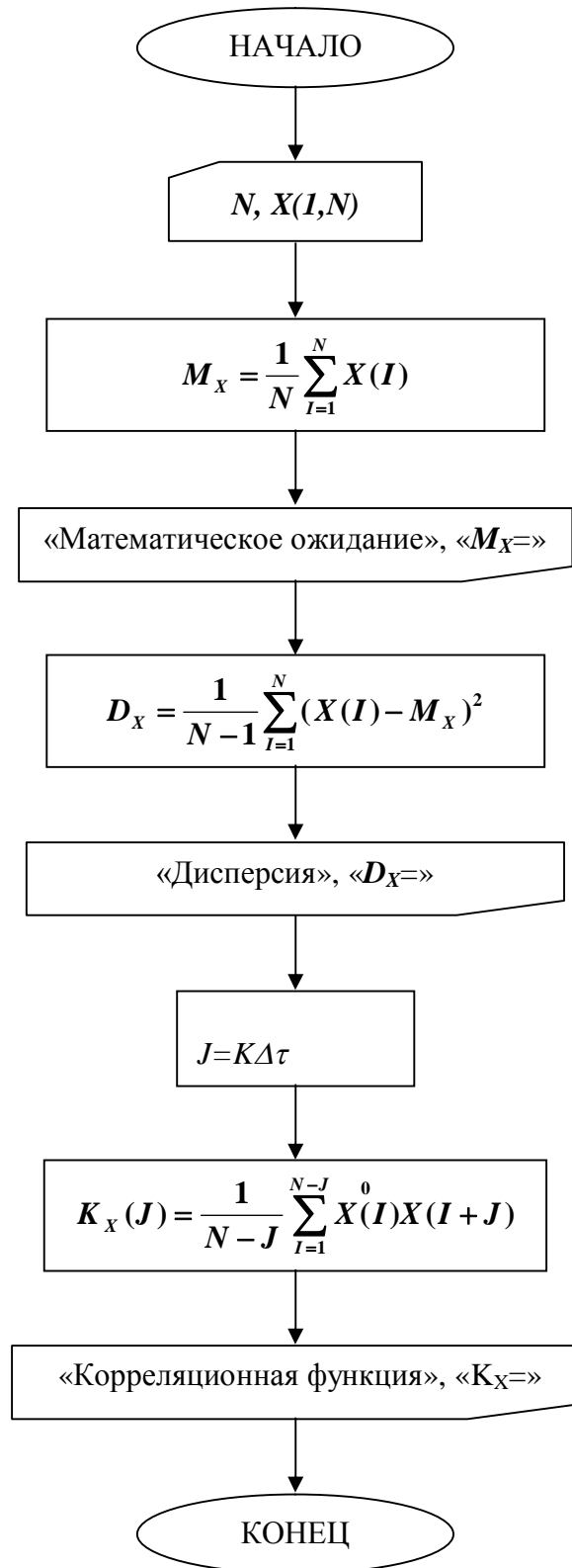


Рис.15. Блок-схема алгоритма расчета математического ожидания, дисперсии

Лабораторная работа №3.

Стохастическая экстра- и интерполяция в цифровых системах контроля и управления.

1. Цель работы:

1. Изучить теоретические положения по экстра- и интерполяции функций в цифровых системах контроля и управления.
2. Приобрести практические навыки определения значений параметров в заданных точках экстра- и интерполяции; практические навыки в составлении алгоритмов и программы компьютерного определения параметров по методу стохастической экстраполяции.

2. Теоретические положения:

Алгоритмы экстра- и интерполяции.

Необходимость экстра- и интерполяции функций в системах управления и контроля с ЭВМ обусловлена дискретным характером получаемой с объекта информации. *Интерполяция* дает возможность получить необходимую информацию о поведении объекта или процесса между дискретными точками измерения. *Экстраполяция* позволяет прогнозировать изменение контролируемой величины с целью компенсации запаздывания в управлении.

Существует несколько способов экстра- и интерполяции. Наибольшее распространение в системах управления и контроля получили ступенчатая, линейная, параболическая (нелинейная) и статистическая(стохастическая) экстра- и интерполяции.

Рассмотрим алгоритмы ступенчатой и стохастической интерполяции.

Ступенчатая экстра- и интерполяция.

При ступенчатой экстра- и интерполяции значение функции в интервале дискретности T принимается постоянным и равным значению функции в начале интервала, т.е. $\varphi_{cm}(t) = x(t_i)$ при $t_{i+1} > t > t_i$,

где $x(t_i)$ - значение функции (переменной) в дискретный момент времени t_i ;

$t_{i+1} - t_i = T$ - интервал дискретности (период квантования).

Ступенчатая экстра- и интерполяция наиболее проста для реализации, так как не требует никаких дополнительных вычислений. Основная проблема при реализации алгоритма ступенчатой интерполяции - выбор интервала дискретности T . Этот интервал должен быть выбран таким, чтобы погрешность интерполяции не превышала допустимую. Для детерминированных переменных погрешность экстра- и интерполяции пропорциональна второй производной на участке экстра- и интерполяции.

При ступенчатой экстра- и интерполяции случайных функций погрешность существенно зависит от характеристик этих функций. В частности, погрешность ступенчатой интерполяции пропорциональна дисперсии случайной величины в точке замера и тем больше, чем больше период квантования.

Стохастическая экстра- и интерполяция.

Лучшие результаты по сравнению со ступенчатой экстра- и интерполяцией случайных функций можно получить, применяя стохастическую экстра- и интерполяцию. Идея этого метода заключается в построении аппроксимирующей функции $\varphi_c(t)$ в форме многочлена, коэффициенты которого - функции характеристик случайного процесса:

$$\varphi_c(t) = \sum p_i(t - t_i)(x(t_i) - M[x]) + M[x], \quad (1)$$

где $p_i(t-t_i)$ - коэффициенты многочлена;

$M[x]$ - математическое ожидание $x(t_i)$;

n - число точек, по которым производится экстра- и интерполяция;

$x(t_i)$ - реализация случайного процесса в точке t_i .

Коэффициенты $p_i(t-t_i)$ находятся из условий минимизации среднеквадратичной погрешности интерполяции по величинам $p_i(t-t_i)$. Чтобы получить значения $p_i(t-t_i)$, можно воспользоваться методом неопределенных множителей Лагранжа. В результате будем иметь n уравнений вида

$$\sum p_i(t-t_i)K_x(t_s-t_i) = K_x(t-t_s)$$

где K_x - корреляционная функция $x(t)$;

t_s, t_i - s -й и i -й моменты времени ($s=1,2,\dots,n, i=1,2,\dots,n$).

Из (2) определяются все значения $p_i(t-t_i)$. Корреляционные функции при этом считаются известными, так как они являются характеристиками случайного процесса.

Рассмотрим применение указанной формулы для часто встречающегося на практике случая интерполяции по двум точкам. Для $n=2$ и $t_2 > t > t_1$, запишется в виде

$$\varphi_c(t) = p_1(t-t_1)x(t_1) + p_2(t-t_2)x(t_2) - M[x]p_1(t-t_1) - M[x]p_2(t-t_2) + M[x] \quad (3)$$

Учитывая, что $s=1,2$ и $n=1,2$, получим

$$\begin{aligned} p_1(t-t_1)K_x(0) + p_2(t-t_2)K_x(t_1-t_2) &= K_x(t-t_1); \\ p_1(t-t_1)K_x(t_2-t_1) + p_2(t-t_2)K_x(0) &= K_x(t-t_2). \end{aligned} \quad (4)$$

Так как $K_x(t_2-t_1) = K_x(t_1-t_2) = K_x(T)$, то уравнения (4) в матричной формуле можно записать в виде

$$\begin{vmatrix} K_x(0) & K_x(T) \\ K_x(T) & K_x(0) \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} p_1(t-t_1) \\ p_2(t-t_2) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} K_x(t-t_1) \\ K_x(t-t_2) \end{vmatrix} \quad (5)$$

Из (5) находим:

$$p_1(t-t_1) = \frac{K_x(t-t_1)K_x(0) - K_x(t-t_2)K_x(T)}{K_x^2(0) - K_x^2(T)}; \quad (6)$$

$$p_2(t-t_2) = \frac{K_X(t-t_2)K_X(0) - K_X(t-t_1)K_X(T)}{K_X^2(0) - K_X^2(T)}.$$

Подставляя значения $p_1(t-t_1)$ и $p_2(t-t_2)$ из (6) в (1), получим

$$\begin{aligned} \varphi_C(t) = & \frac{K_X(t-t_1)K_X(0) - K_X(t-t_2)K_X(T)}{K_X^2(0) - K_X^2(T)} x(t_1) + \\ & + \frac{K_X(t-t_2)K_X(0) - K_X(t-t_1)K_X(T)}{K_X^2(0) - K_X^2(T)} x(t_2) + M[x] \left[\frac{K_X(t-t_1) + K_X(t-t_2)}{K_X(0) - K_X(T)} - 1 \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

при $t_1 \leq t < t_2$.

Исходными данными для реализации алгоритма будут следующие параметры:

$K_X(0) = D_X$ - корреляционная функция непосредственно в точке измерения;

$K_X(T)$ - значение корреляционной функции процесса на конце интервала $T = t_2 - t_1$;

t_1, t_2 - моменты дискретного измерения переменной;

t - момент времени, в который следует определить значение переменной;

$x(t_1), x(t_2)$ - значения переменной в моменты времени t_1 и t_2 .

Экстраполяция по двум точкам производится также по (1)

Единственное отличие в том, что значение $\varphi_C(t)$ будет рассматриваться для момента времени $t_3 > t > t_2$, где t_3 - момент следующего дискретного замера значения переменной x отстоящей от t_2 на величину шага квантования по времени T .

В отличие от интерполяции экстраполяция может быть произведена по одной точке. В этом случае $n=1$ и (1) приобретает следующий вид:

$$\varphi_C(t) = \frac{K_X(t-t_1)}{K_X(0)} [x(t_1) - M[x]] + M[x], \quad (8)$$

при $t_1 \leq t < t_2$.

Таким образом, стохастическая экстра- и интерполяция позволяет определить некоторое среднее значение изменения переменной $\varphi_C(t)$,

наиболее близкое к различным реализациям случайного процесса $x(t)$. Поэтому ее можно считать одной из разновидностей оптимальной линейной статистической фильтрации, обеспечивающей минимум среднеквадратичного отклонения конкретных реализаций случайного процесса от кривой экстра- и интерполяции.

Пример.

В системе управления температурной нагревательной печи измерение температуры производится циклически (длительность цикла $t_u=2$ мин).

Изменение температуры во времени может быть представлено в форме стационарного случайного процесса с $M[x]=273^\circ\text{C}$ и автокорреляционной функцией:

$$K_x(t) = D_x [1 - (t/\tau)^k], \quad (9)$$

где $D_x = K_x(0)$ - дисперсия измерения температуры;

τ - время затухания автокорреляционной функции;

k - параметр, полученный на основании обработки экспериментальных данных.

Для уменьшения влияния запаздывания, обусловленного циклическостью измерения, необходимо экстраполировать по методу стохастической экстраполяции значение температуры на интервале $t_{i+1} > t > t_i$. Экстраполяцию требуется производить по одной точке. Пусть в результате измерения в i -м цикле получены значения $x(t_i)=279^\circ\text{C}$;

$$D_x = 40^\circ\text{C}; \tau = 2\text{мин}; k = 1.5$$

Требуется определить значение температуры при $t=t_i+0.5t_u$.

Для экстраполяции воспользуемся формулой (1), т.е. будем искать значение температуры в форме:

$$\begin{aligned} x_{\text{экт}}(t_i + 0.5t_u) &= \varphi_c(t_i + 0.5t_u) = \frac{K_x(t - t_i)}{K_x(0)} [x(t_i) - M[x]] + M[x] = \\ &= \frac{K_x(0.5t_u)}{K_x(0)} [x(t_i) - M[x]] + M[x] = [1 - 0.5^{1.5}] [279 - 273] + 273 = 276.8^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (10)$$

Выбор метода экстра- и интерполяции зависит от требуемой точности представления переменной, характера изменения $x(t)$, возможности вычислительной машины и ряда других факторов, зависящих от конкретного применения алгоритмов экстра- и интерполяции.

3. Исходные данные для выполнения расчетов

Математическое ожидание $M[x]$, °С.	Значение параметра на i -м цикле измерения $x(t_i)$, °С.	Дисперсия D_x , °С ²	Длительность цикла $t_{ц} = \tau_0$ (период опроса датчика), с.	Время затухания автокорреляционной функции τ , с.	Параметр K .	Период прогноза, t (момент времени, в которой следует определить величину x) $t = t_i + \chi \tau_0$; $t_i = 0$; $0 < \chi < 1$.
205	220	30	10	20	1.5	$0,50 \tau_0$
270	280	20	8	16	2.0	$0,80 \tau_0$
290	300	25	6	14	1.0	$0,45 \tau_0$
190	200	40	9	26	3.0	$0,30 \tau_0$
280	290	45	12	24	2.0	$0,65 \tau_0$
250	258	35	4	10	1.0	$0,90 \tau_0$
240	250	32	7	18	1.5	$0,55 \tau_0$
205	215	24	5	15	3.0	$0,50 \tau_0$
225	230	36	14	25	2.5	$0,80 \tau_0$
250	296	28	15	30	2.0	$0,65 \tau_0$

Выражение для корреляционной функции $K_x(t)$ взять в виде (9)*

* Возможны и другие аппроксимации корреляционных функций, например, в виде:

$$K_x(t) = D_x * \exp(-t/T), \quad (11)$$

где, T - постоянная времени экспоненты, которой аппроксимируется корреляционная функция.

При расчетах численные значения величин T можно брать равными времени τ (см. Столбец 5 таблицы исходных данных), или взять из

предыдущей лабораторной работы по расчету периода опроса датчиков τ_0 : провести касательную в точке перегиба корреляционной функции и определить, таким образом постоянную времени T (см. рис.1).

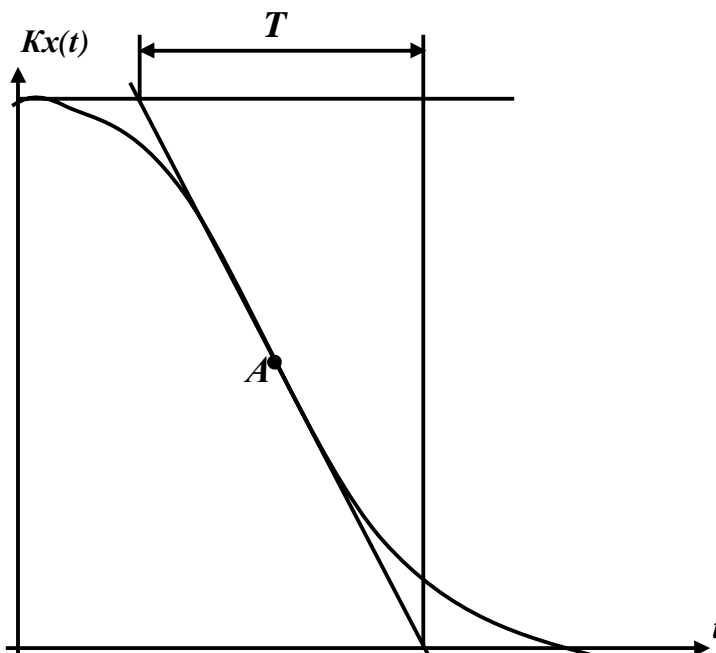


Рис.1. К определению постоянной времени T (A-точка перегиба)

4. Содержание и порядок выполнения задания:

1. Найти значения технологических параметров в заданных преподавателем точках экстра- и интерполяции (по вариантам).

2. Составить алгоритм и программу компьютерного определения значений технологических параметров по методу стохастической экстраполяции.

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему программы, результаты вычислений.

Лабораторная работа №4.

Диагностика метрологических отказов и коррекция результатов измерения.

1. Цель работы:

1). Ознакомиться с алгоритмами допускового контроля достоверности исходной информации, с помощью которых выявляются полные и частичные отказы технических средств измерения;

2). Освоить методику контроля достоверности исходной информации в АСУ ТП, диагностики частичных отказов и коррекции результатов измерений на основе использования уравнений связи между измеренными величинами.

2. Теоретические положения:

Алгоритм контроля достоверности исходной информации, диагностики частичных отказов и коррекции результатов измерений.

Исходная информация о текущем состоянии объекта управления поступает в УВМ по многим десяткам, а иногда и сотням информационно-измерительных каналов (ИИК). С увеличением их числа возрастает риск

Рис.15. Блок-схема алгоритма расчета математического ожидания, дисперсии и корреляционной функции

попадания в систему недостоверной информации, поэтому одной из важнейших функций первичной обработки информации в АСУ ТП является контроль её достоверности.

Недостоверная исходная информация появляется при отказах ИИК, которые делятся на полные и частичные (метрологические). Полный отказ наступает при выходе из строя измерительного преобразователя (ИП) или повреждении линии связи ИП с УВМ. При частичном отказе технические средства сохраняют работоспособность, однако погрешность измерения соответствующего параметра превышает допустимое значение.

Обнаружение полных отказов ИИК является гораздо более простой задачей, чем выявление частичных отказов. Поэтому сначала рассмотрим алгоритмы контроля достоверности исходной информации, позволяющие обнаружить только полный отказ ИИК. При этом недостоверное значение параметра должно быть заменено достоверной оценкой, в качестве которой может быть использовано предыдущее достоверное значение этого параметра или его значение, усредненное за некоторый интервал времени, предшествующий моменту обнаружения отказа ИИК. Последний способ применяют для наиболее ответственных параметров, например, расходов, значения которых используют при расчете ТЭП.

Алгоритм допускового контроля параметра основан на том, что при работе объекта значения каждого из контролируемых технологических параметров не могут выходить за определенные границы:

$$x_{ин} \leq x_i \leq x_{ив}$$

Соответственно при исправной ИИК должен быть ограничен и сигнал измерительной информации y_i , поступающей в УВМ по этому каналу:

$$y_{in} \leq y_i \leq y_{is} \quad (1)$$

Контроль достоверности по этому алгоритму заключается в проверке выполнения условия (1) для каждого значения сигнала измерительной информации, поступающего при очередном опросе ИИК. Блок-схема алгоритма представлена на рис.1.

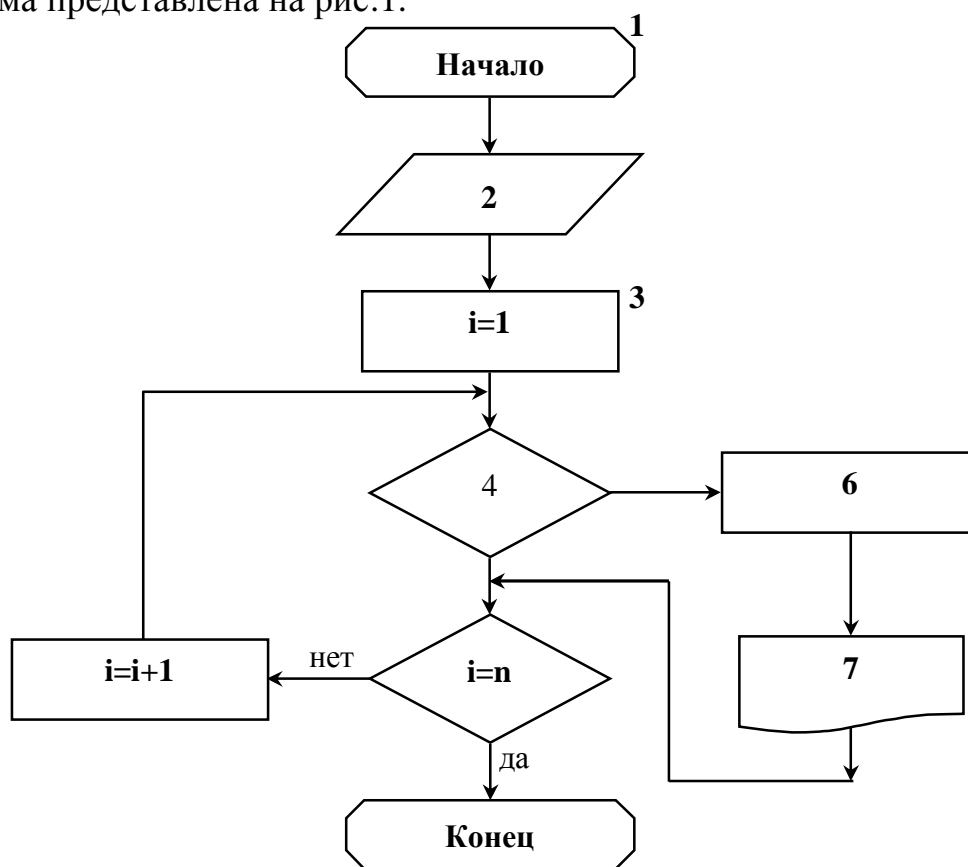


Рис.1. Блок-схема алгоритма допускового контроля достоверности исходной информации

Он работает следующим образом. После инициализации работы алгоритма (блок 1) и ввода исходных данных (блок 2) организуется цикл проверки ИИК, каждому из которых присвоен свой номер i (блок 3); в блоке 4 проверяется условие (1), при выполнении которого проверяется условие

окончания работа алгоритма (блок 5). Выполнение условия $i = n$ (где n - число контролируемых ИИК) останавливаем работу алгоритма. Если это условие не выполняется, счетчик номера ИИК увеличивается на 1 (блок 8), и цикл повторяется. Если при проверке в блоке 4 условие (1) не выполняется, то в блоке 6 недостоверное значение $y_i(j\tau_0)$ заменяется достоверным значением $y_i[(j-1)\tau_0]$ того же сигнала, полученным в предыдущем цикле опроса ИИК. Затем на печать выводится сообщение о том, что обнаружен отказ i -го ИИК (блок 7), и работу алгоритма продолжает блок 5.

Этот алгоритм применим не только для стационарных, но и для нестационарных процессов, например, периодических. В этом случае граничные значения y_{in} и y_{ib} в условии (1) является не константами, а функциями времени, отсчитываемого от начала процесса.

Алгоритм допускового контроля скорости изменения сигнала измерительной информации. Является более универсальным, что объясняется тем, что большинство контролируемых процессов по своей природе достаточно медленны. В то же время любая неисправность, приводящая к резкому изменению значения параметра, позволяет осуществить контроль по скорости изменения технологического параметра x_i ограниченного условием:

$$\left| \frac{dx_i}{dt} \right| \leq \omega_c |x_{ib} - \bar{x}_i| \quad (2)$$

где ω_c - частота среза функции $x_i(t)$;

\bar{x}_i - среднее значение этой функции.

Соответственно должна быть ограничена и скорость изменения сигнала измерительной информации $y_i(t)$

$$\left| \frac{dy_i}{dt} \right| \leq v_i^*, \quad (3)$$

где v_i^* - максимально допустимое значение скорости изменения $\left| \frac{dy_i}{dt} \right|$

Контроль достоверности по данному алгоритму заключается в проверке выполнения условия (3), причем оценку производной dy_i / dt рассчитывают по формуле:

$$\frac{dy_i}{dt} \approx \frac{y_i(j\tau_0) - y_i[(j-1)\tau_0]}{\tau_0}.$$

Контроль достоверности исходной информации по условиям (1) и (3) часто совмещается. Тогда в блок-схему алгоритма на рис.1 между блоками 4 и 5 вводится еще один блок, осуществляющий проверку выполнения условия (3). При нарушении этого условия инициируется блок 6.

Алгоритмы контроля достоверности исходной информации, с помощью которых выявляются частичные отказы ИИК, основаны на использовании информационной избыточности, которая всегда имеется в АСУ ТП. Избыточность прежде всего может быть создана искусственно при проектировании АСУ ТП за счет аппаратурной избыточности, например, резервирования ИИК для контроля наиболее важных технологических параметров.

Другой вид информационной избыточности в АСУ ТП обусловлен тем,

что информация о действительном значении некоторого технологического параметра содержится не только в измеренном значении этого параметра, но и в измеренных значениях других параметров, связанных с ним устойчивыми зависимостями, например, уравнениями, материального баланса.

При разработке алгоритмов контроля достоверности исходной информации на основе информационной избыточности принимают следующие допущения:

1) маловероятно одновременное появление в пределах рассматриваемой структуры более чем одного источника недостоверной информации;

2) маловероятно одновременное изменение характеристик двух независимых источников информации, при котором соотношение между ними остается неизменным;

3) маловероятно выход за допустимые пределы показателя, зависящего от нескольких независимых величин при нормальной вариации последних.

Алгоритмы, применяемые при аппаратном резервировании ИИК.

Эти алгоритмы используют сигналы измерительной информации y_v , полученные в результате преобразования одной измеряемой величины с помощью n ИП, так что $v=1,2,\dots,n$.

Если $n \geq 3$ и погрешности ИП близки друг к другу, то определение частичного отказа ИИК производится по нарушению условия:

(4)

$$|y_v - \bar{y}| \leq C, \quad v \in \overline{1, n},$$

где \bar{y} - среднее значение y_v ; $C = const$ - наибольшее допустимое значение модуля разности y_v и \bar{y} ; величина C может быть принята равной (2-3) σ , где σ - среднеквадратичная погрешность ИП.

Важное практическое значение имеет случай, когда один из параллельных ИИК можно принять за эталонный, поскольку его погрешность существенно меньше, чем у других. В этом случае признаком частичного отказа v -го ИИК является нарушение условия

$$|y_v - y_{\text{э}}| \leq C_v; \quad v \in \overline{1, n-1} \quad (5)$$

где $C_v = (2-3)\sigma_v$ - допустимая погрешность v -го ИИК; σ_v - среднеквадратичная погрешность v -го ИИК.

Алгоритмы, использующие связи между измеряемыми величинами.

Эти алгоритмы широко применяют для контроля достоверности исходной информации и диагностики частичных отказов ИИК. При этом связи могут быть функциональными (например, уравнения материального и энергетического баланса) или вероятностными. В последнем случае они описываются регрессионными уравнениями.

Рассмотрим общую методику контроля достоверности результатов измерения n величин, связанных m уравнениями вида

$$f_j(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (6)$$

Будем считать, что заданы функции $f_j(\bar{x})$ и дисперсии σ_i^2 погрешностей измерения, которые являются случайными величинами с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием.

Уравнения (6) выполняются только при подставке в них истинных значений x_i измеряемых величин. Если же значения измеряемых величин известны с погрешностями Δx_i , т.е.

$$\bar{x}_i = x_i + \Delta x_i,$$

то при их подстановке функции $f_j(\bar{x})$ не равны нулю

$$f_j(\bar{x} + \Delta \bar{x}) = l_j, \quad (7)$$

где l_j - погрешность выполнения j -го уравнения связи (6), вызванная погрешностями измерения.

Функции $f_j(\bar{x})$ обычно являются непрерывными и дифференцируемыми по всем аргументам, поэтому их можно разложить в ряд Тейлора по степеням величин Δx_i :

$$f_j(\bar{x} + \Delta \bar{x}) = f_j(\bar{x}) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial f_j(\bar{x})}{\partial x_i} \Delta x_i + \dots \quad (8)$$

Поскольку при частичных отказах ИИК погрешности Δx_i , малы, можно не принимать во внимание нелинейные члены ряда (8), содержащие в качестве множителей величины высших порядков $(\Delta x)^k$, где $k=2,3, \dots$. Тогда с учетом (6) из (8) получим:

$$f_j(\bar{x} + \Delta \bar{x}) \approx \sum_{i=1}^n \frac{\partial f_j(\bar{x})}{\partial x_i} \Delta x_i. \quad (9)$$

Подстановка уравнения (9) в (7) дает:

$$\sum_{i=1}^n a_{ji} \Delta x_i = l_j ; \quad (10)$$

где $a_{ji} = \frac{\partial f_i(\bar{x})}{\partial x_i} = const$.

На практике расчет параметров a_{ji} производят, используя не истинные, а измеренные значения \bar{x}_i :

$$\tilde{a}_{ji} = \frac{\partial f_i(\bar{x} + \Delta \bar{x})}{\partial x_i}. \quad (11)$$

Система уравнений

$$\sum_{i=1}^n \tilde{a}_{ji} \Delta x_i = l_j, \quad j \in \overline{1, m} \quad (12)$$

является линеаризованной математической моделью объекта управления или некоторой его части. Она служит для расчета оценок погрешностей Δx_i , которые используют при контроле достоверности исходной информации и диагностике частичных отказов ИИК.

Метод расчета погрешностей Δx_i зависят от соотношения между числом измеряемых величин n и числом уравнений связи m .

При $n=m$ значения Δx_i определяют одним из численных методов решения системы m линейных уравнений (12). При $n>m$ можно попытаться уменьшить число рассчитываемых оценок погрешностей с n до m . Для этого результаты измерений $q=n-m$ параметров следует заранее рассматривать как достоверные. Если такое допущение правомерно, задача сводится к рассмотренному выше варианту.

В общем случае при $n > m$ оценки погрешностей Δx_i определяют, решая оптимизационную задачу

$$\sum_{i=1}^n p_i (\Delta x_i)^2 \rightarrow \min \quad (13)$$

при выполнении соотношений (10). Весовые коэффициенты p_i позволяющие учесть различие в классе точности ИП, рассчитывают по формулам

$$p_i = \frac{k}{\sigma_i^2}, \quad \sum_{i=1}^n p_i = 1. \quad (14)$$

где $k = const$, σ_i - среднеквадратичная погрешность i -го ИП.

Для решения задачи нелинейного программирования (13) используют метод неопределенных множителей Лагранжа. Составляют функцию Лагранжа:

$$L = \sum_{i=1}^n p_i (\Delta x_i)^2 + \sum_{j=1}^m \lambda_j \left(\sum_{i=1}^n a_{ji} \Delta x_i - l_j \right),$$

где $\lambda_j = const$ - множители Лагранжа.

Для нее записывают необходимые условия оптимальности $\partial L / \partial x_i = 0$ и $\partial L / \partial \lambda_j = 0$ в виде следующей системы $(n+m)$ уравнений:

$$2 \sum_{i=1}^n p_i \Delta x_i + \sum_{j=1}^m \lambda_j \sum_{i=1}^n a_{ji} = 0, \quad i \in \overline{1, n}, \quad (15)$$

$$\sum_{i=1}^n a_{ji} \Delta x_i = l_j, \quad j \in \overline{1, m} \quad (16)$$

Искомые оценки погрешностей Δx_i являются решениями системы линейных уравнений (15), (16).

Рассчитанные значения оценок погрешностей используют для кор-

рекции результатов измерений:

$$x_i \approx \tilde{x}_i - \Delta x_i.$$

Среднеквадратичная погрешность откорректированных значений измеренных величин меньше среднеквадратичной погрешности измерений ИИК, причем увеличение точности оценок там значительно, чем меньше разность $n-m$.

ПРИМЕР РАСЧЕТА

Рассмотрим контроль достоверности результатов измерения расходов азотной кислоты, поступающей с производства на склад. Производство состоит из трех параллельно работающих агрегатов. На выходе каждого из них измеряется расход $q_i (i \in \overline{1,3})$ продукционной кислоты. Затем кислота поступает в коллектор, в котором измеряется общий расход q_4 . Поскольку расход q_4 является одним из основных отчетных параметров производства, для его измерения используют расходомер более высокого класса точности, чем для измерения расходов q_1, q_2, q_3 . Исходные данные для алгоритма контроля достоверности исходной информации следующие:

измеренные значения параметров: $\tilde{x}_1 = 12,1$ т/ч; $\tilde{x}_2 = 11,6$ т/ч; $\tilde{x}_3 = 12,4$ т/ч;

$\tilde{x}_4 = 34,5$ т/ч;

допустимая погрешность выполнения уравнения связи: $l^* = 1,5$ т/ч;

допустимые погрешности измерения отдельных параметров:

$\Delta x_1^* = \Delta x_2^* = \Delta x_3^* = 0,45$ т/ч; $\Delta x_4^* = 0,65$ т/ч;

среднеквадратичные погрешности измерения: $\sigma_1 = 0,3$ т/ч; $\sigma_2 = 0,2$ т/ч;

$$\sigma_3 = 0,35 \text{ т/ч}; \sigma_4 = 0,33 \text{ т/ч}.$$

Последовательность решения задачи

1. Определяем погрешность l выполнения уравнения связи между измеренными параметрами:

$$q_1 + q_2 + q_3 - q_4 = 0.$$

$$l = 12,1 + 11,6 + 12,4 - 34,5 = 1,6 \text{ т/ч}.$$

2. Проверяем выполнение условия $|l_j| \leq l_j^*$. Имеем:

$$l = 1,6 \text{ т/ч} > l^* = 1,5 \text{ т/ч}.$$

Следовательно, среди результатов измерения \tilde{x}_i имеются не достоверные.

3. Запишем линеаризованную математическую модель процесса в виде (12), для чего найдем численные значения коэффициентов

$$a_1 = \frac{\partial f(q_1)}{\partial q_1} = \frac{\partial (q_1 + q_2 + q_3 - q_4)}{\partial q_1} = 1$$

Аналогично $a_2 = a_3 = 1$; $a_4 = -1$

Получаем

$$\Delta q_1 + \Delta q_2 + \Delta q_3 - \Delta q_4 = 1,6 \text{ т/ч}.$$

4. Запишем систему уравнений (15), (16), для чего рассчитаем, вначале весовые коэффициенты p_i (14):

$$k \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{1}{\sigma_2^2} + \frac{1}{\sigma_3^2} + \frac{1}{\sigma_4^2} \right) = 1$$

$$k \left(\frac{1}{0,3^2} + \frac{1}{0,2^2} + \frac{1}{0,35^2} + \frac{1}{0,33^2} \right) = 1$$

откуда

$$k = 0,0187; \quad p_1 = 0,208; \quad p_2 = 0,468;$$
$$p_3 = 0,153; \quad p_4 = 0,172.$$

Записываем систему уравнений (15), (16)

$$2 * 0,208 \Delta q_1 + \lambda = 0;$$
$$2 * 0,468 \Delta q_2 + \lambda = 0;$$
$$2 * 0,153 \Delta q_3 + \lambda = 0;$$
$$2 * 0,172 \Delta q_4 - \lambda = 0;$$
$$\Delta q_1 + \Delta q_2 + \Delta q_3 - \Delta q_4 = 1,6$$

5. Решениями системы являются следующие значения оценок погрешностей измерений:

$$\Delta q_1 = 0,399; \quad \Delta q_2 = 0,177; \quad \Delta q_3 = 0; \quad \Delta q_4 = -0,482.$$

6. Проверяем выполнение условия $|\Delta x_i| \leq x_i^*$. Оно не выполняется только для параметра q_3 , из чего следует вывод о частичном отказе этого измерительного канала.

7. По формуле (17) рассчитываем откорректированные оценки значений измеряемых величин:

$$q_1 = 12,1 - 0,399 = 11,70;$$

$$q_2 = 11,6 - 0,177 = 11,423;$$

$$q_3 = 12,4 - 0,542 = 11,858;$$

$$q_4 = 34,5 + 0,482 = 34,982;$$

8. С учетом скорректированных значений $q_i, i \in \overline{1,4}$ проверим выполнение условия

$$|l_j| \leq l_j^*, \text{ имеем}$$

$$11,701 + 11,423 + 11,858 - 34,982 = 0.$$

Условие $|l_j| \leq l_j^*$ выполняется полностью.

Исходные данные для выполнения лабораторной работы даются в таблице.

3. Исходные данные для выполнения расчетов

<i>Вариант</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Исходные данные, м ³ /ч										
\tilde{x}_1	12,1	12,2	12,0	11,9	12,6	12,5	12,0	11,6	11,8	12,8
\tilde{x}_2	11,6	11,8	11,7	11,8	11,1	11,2	10,0	12,1	11,9	11,0
\tilde{x}_3	12,4	12,3	12,3	12,0	12,4	12,0	14,0	12,0	12,4	12,3
\tilde{x}_4	34,5	34,3	34,8	34,5	34,6	34,0	34,2	38,0	34,5	35,0
l^*	1,5	1,6	1,4	1,0	1,6	1,5	1,6	2,0	1,5	1,0
$\Delta x_1^* = \Delta x_2^* = \Delta x_3^*$	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45
Δx_4^*	0,65	0,65	0,64	0,66	0,64	0,65	0,65	0,64	0,65	0,64
σ_1	0,32	0,30	0,31	0,30	0,31	0,32	0,30	0,32	0,32	0,30
σ_2	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,20	0,21	0,20	0,22
σ_3	0,36	0,35	0,35	0,36	0,35	0,36	0,36	0,35	0,35	0,36
σ_4	0,33	0,33	0,34	0,34	0,34	0,33	0,34	0,33	0,34	0,33

4. Содержание и порядок выполнения задания:

1. Произвести проверку измерительного канала на частичный отказ, и в случае необходимости произвести корректировку значений (по вариантам).

2. Составить алгоритм и программу компьютерного определения достоверности исходной информации и коррекцию результатов измерений.

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему алгоритма контроля достоверности исходной информации, результаты вычислений, диагностики и коррекции результатов вычислений.

Лабораторная работа №5.

Расчет действительных значений измеряемых величин в физических единицах по кодам АЦП.

1. Цель работы:

1). Приобрести практические навыки расчета действительных значений измеряемых величин (в физических единицах измерения) по сигналам на вводе в УВМ от датчиков с линейными и нелинейными статистическими характеристиками.

2. Теоретические положения:

Сигнал измеряемой величины, поступающий от датчика в УВМ, преобразуется в аналого-цифровом преобразователе в число, вернее в двоичный код, который определяет не собственно измеряемую величину, а значение выходного сигнала датчика, функционально связанного с измеряемой величиной. Для решения задач контроля и управления необходимо иметь не выходной сигнал датчика, а саму измеряемую величину, выраженную в физических единицах измерения ($^{\circ}\text{C}$, Мпа, $\text{м}^3/\text{ч}$ и др.).

Свойства конкретных датчиков и характер производимых в них преобразований определяют функциональную зависимость между измеряемой величиной x и выходным сигналом датчика y

$$y=F(x),$$

где $F(x)$ – монотонная функция, называемая статистической характеристикой датчика.

Задача заключается в определении измеряемой величины по выходному сигналу датчика y , т.е. в нахождении функции:

$$x=F^{-1}(y)=f(y), \quad (2)$$

где $f(y)$ – функция, обратная статистической характеристике датчика, называемая его градуировочной характеристикой.

На практике встречаются три основных варианта градуировочных характеристик:

1. Линейные, описываемые зависимостью:

$$y=ax+b, \quad (3)$$

откуда

$$x=(y-b)/a, \quad (4)$$

где a и b – постоянные коэффициенты.

Таковыми характеристиками обладают, например, датчики давления, уровня, рН – метры, ротаметры, многие автоматические газоанализаторы, датчики химического состава и др. измерительные преобразователи.

2. Нелинейные, описываемые известной аналитической зависимостью. Типичным примером могут служить расходомеры переменного перепада давления с градуировочной характеристикой вида:

$$x = a\sqrt{y}, \quad (5)$$

где a – постоянный коэффициент (если условия измерения соответствуют градуировочным).

3. Нелинейные, заданные градуировочной таблицей. К этой группе относятся, например, термопара и термометры сопротивления.

Градуировочные характеристики, заданные таблицей, чаще всего, аппроксимируют аналитическим выражением, которое в дальнейшем и используется для расчета оценок измеряемой величины.

Аппроксимирующая функция обычно является многочленом степени n в виде:

$$x = \sum_{k=0}^n a_k y^k, \quad (6)$$

где a_k – коэффициенты, определяемые, например, по методу наименьших квадратов, т.е. из условия:

$$\sum (x_j - \sum_{k=0}^n a_k y_j^k) \rightarrow \min_{\vec{a}}. \quad (7)$$

В таблице 1 приведены полиномы 2-й степени, аппроксимирующие градуировочные таблицы для термопар и платиновых термометров сопротивления двух градуировок.

При расчете действительных значений измеряемых величин задача заключается в определении измеряемой величины x не по выходному сигнала y датчика, а по коду АЦП $K_{АЦП}$, связанному с y соотношением:

$$K_{АЦП} = K_M * y, \quad (8)$$

где K_M – масштабный коэффициент, численное значение которого определяется коэффициентом усиления нормирующего преобразователя НП и разрядностью АЦП (рис.1)

Таблица 1.

Датчик	Полином	Диапазон аппроксимации, °С	Максимальная абсолютная ошибка аппроксимации, °С	Относительная ошибка, %
Термопара платинородий - платина	$P_2(y) = -1.47y^2 + 118y + 17.7$	0÷1600	17.69	1.1
Термопара хромель–копель	$P_2(y) = -0.03y^2 + 13.75y + 3.01$	0÷600	3.0	0.5
Термопара хромель-алюмель	$P_2(y) = -0.011y^2 + 23.6y + 4.87$	0÷1100	4.87	0.4
Платиновый термометр сопротивления Па	$P_2(y) = 0.0054y^2 + 4.99y - 41.25$	-120÷80	0.319	0.06
Платиновый термометр	$P_2(y) = 0.011y^2 + 2.34y - 241.3$	-200÷500	0.303	0.06

сопротивления Па				
---------------------	--	--	--	--

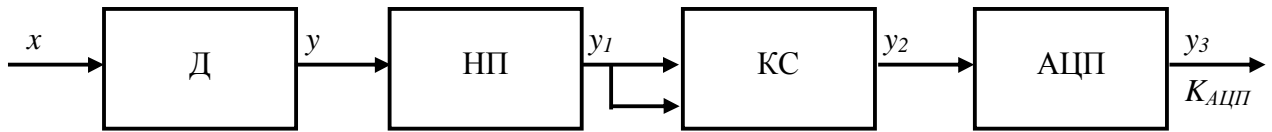


Рис.1. Типовой измерительный канал АСУ ТП: Д- датчик, НП – нормирующие преобразователь, КС – коммутатор сигналов, АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

Величина K_M легко может быть определена по формуле:

$$K_M = \frac{K_{АЦП}^{max}}{y_{max} - y_{min}}, \quad (9)$$

где $K_{АЦП}^{max}$ - максимальное значение кода АЦП, определяемое его разрядностью:

$$K_{АЦП}^{max} = 2^N - 1 \cong 2^N \quad (10)$$

где N число двоичных разрядов АЦП.

y_{max}, y_{min} = соответственно максимальное и минимальное значение выходного сигнала датчика.

При $y_{min} = 0$ формула (9) приобретет вид:

$$K_M = \frac{K_{АЦП}^{max}}{y_{max}} \quad (10)$$

Расчет действительных значений температур по кодам АЦП.

В качестве датчика температуры возьмем, например, хромель-копелевую термопару. Согласно табл.1, градуировочная характеристика ХК термопары в диапазоне температур $0 \div 600$ °С аппроксимируется полиномом второй степени в виде:

$$x = -0.03y^2 + 13.75y + 3.01, \quad (12)$$

где $x = \Theta$, °С – температура в объекте; y – термоЭДС термопары.

Согласно (8) и (11) выходной сигнал датчика, в нашем случае термопары, выразится через код АЦП следующим образом:

$$y = \frac{K_{АЦП}^{\ominus}}{K_M} = \frac{K_{АЦП}^{\ominus}}{K_{АЦП}^{\max}} y_{\max} \quad (13)$$

Подставим (13) в (12), получим:

$$\Theta = 3.01 + 13.75 \frac{K_{АЦП}^{\ominus}}{K_{АЦП}^{\max}} y_{\max} - 0.03 \left(\frac{K_{АЦП}^{\ominus}}{K_{АЦП}^{\max}} y_{\max} \right)^2 \quad (14)$$

Учитывая далее, что:

$$y_{\max} = \frac{y_{1\max}}{K_{НП}},$$

где $y_{1\max}$ – максимальное значение выходного сигнала нормирующего преобразователя; $K_{НП}$ – коэффициент усиления нормирующего преобразователя, окончательно получим:

$$\Theta = 3.01 + 13.75 \frac{y_{1\max}}{K_{АЦП}^{\max} \cdot K_{НП}} \cdot K_{АЦП}^{\ominus} - 0.03 \left(\frac{y_{1\max}}{K_{АЦП}^{\max} \cdot K_{НП}} \cdot K_{АЦП}^{\ominus} \right)^2 \quad (15)$$

Для заданных условий $K_{АЦП}^{\max}$, $K_{НП}$ и $y_{1\max}$ – постоянные значения.

Следовательно, температура Θ будет определяться только текущим кодом АЦП по температурному каналу - $K_{АЦП}^{\ominus}$. На каждом такте опроса в ЭВМ будет поступать текущий код $K_{АЦП}^{\ominus}$, по которому она, используя формулу (15), и определит текущее значение температуры Θ в $^{\circ}\text{C}$.

Пример. Пусть на вход в УВМ по каналу измерения температуры на очередном такте опроса поступил сигнал (код АЦП), равный 768 ($K_{АЦП}^{\ominus} = 768$). При этом измерительный канал АСУТП для контроля температуры реализован в виде (рис.2):

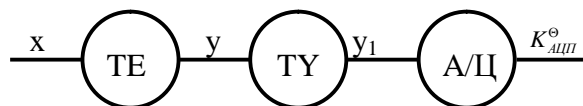


Рис.2. Канал измерения температуры.

В схеме: ТЕ – хромель-копелевая термопара; ТУ – нормирующий термопреобразователь Ш-705. Градуировка ХК. Диапазон измерения

температуры на входе 0-100 °С. Выходной сигнал 0-10 В; А/Ц – 10-разрядный аналого-цифровой преобразователь ($K_{АЦП}^{\max} = 1024$).

Требуется определить по коду АЦП значение температуры в объекте в °С.

Решение. Для расчета температуры Θ используем формулу (15).

Численные значения входящих в нее величин:

$$K_{АЦП}^{\max} = 1024 \text{ (по заданию); } \quad y_{1\max} = 10 \text{ В (по заданию);}$$

$$K_{НП} = \frac{y_{1\max}}{y_{\max}},$$

где y_{\max} - максимальное значение выходного сигнала термопары (ТЭДС) при температуре 100 °С (значение температуры 100 °С тоже по заданию). По градуировочным таблицам имеем:

$$y_{\max} = 6.84 \text{ мВ. Следовательно,}$$

$$K_{НП} = \frac{y_{1\max}}{y_{\max}} = \frac{10}{6.84} = 1.46.$$

Подставляя значения $K_{АЦП}^{\max}$, $y_{1\max}$, $K_{НП}$ и $K_{АЦП}^{\Theta}$ в формулу (15), получим

$$\Theta = 3.01 + 13.75 \frac{10}{1024 \cdot 1.46} \cdot 768 - 0.03 \left(\frac{10}{1024 \cdot 1.46} \cdot 768 \right)^2 = 72.8^{\circ}\text{C}$$

Расчет действительных значений давлений, уровней и других параметров, измеряемых датчиками с линейными статическими характеристиками.

Расчет значений параметров, измеряемых датчиками и линейными статическими характеристиками, осуществляется по следующим формулам:

$$x = \frac{K_{АЦП}^x}{K_{АЦП}^{\max}} \cdot x_{\max}; \quad (16)$$

$$x = \frac{K_{АЦП}^x}{K_{АЦП}^{\max}} \cdot (x_{\max} - x_{\min}) + x_{\min}, \quad (17)$$

где x_{\max} , x_{\min} - соответственно верхний и нижний пределы измерения датчика.

При $x_{\min} = 0$ формула (17) превращается в (16).

Расчет действительных значений расходов.

Расчет значений расходов осуществляется по следующим формулам:

$$F = \sqrt{\frac{K_{АЦП}^F}{K_{АЦП}^{\max}}} \cdot F_{\max} \quad (18)$$

и

$$F = \sqrt{\frac{K_{АЦП}^F}{K_{АЦП}^{\max}}} \cdot F_{\max} \cdot K_{\rho} \quad (19)$$

где $K_{АЦП}^F$ - текущее значение кода АЦП, поступающего в УВМ по каналу измерения расхода; $K_{АЦП}^{\max}$ - максимальное значение кода АЦП, определяемое его разрядностью; F_{\max} - верхний предел измерения датчика расхода; $K_{\rho} = \sqrt{\rho_g / \rho_0}$ - поправочный коэффициент для паровых потоков, учитывающих отклонение условий измерения от нормальных (поправка на изменение плотности технологического потока в зависимости от давления и температуры); ρ_g - плотность технологического потока при рабочих условиях; ρ_0 - плотность потока при расчетных условиях.

Для газового потока K_{ρ} вычисляется по формуле:

$$K_{\rho} = \sqrt{\frac{T_0}{P_0} \cdot \frac{P+1}{\Theta+273}}, \quad (20)$$

где T_0 , P_0 – расчетные температуры (К) и давление (в абсолютных единицах); P и Θ - текущие давление (избыточное) и температура, °С. Для насыщенного пара в диапазоне давлений 2.5 – 8.5 кгс/см² плотность ρ зависит только от давления:

$$\rho = 0.869 + 0.5185 \cdot P - 0.00237 \cdot P^2 \quad (21)$$

Задав номинальное значение P , можно по этой формуле рассчитать ρ_0 , а затем в процессе измерений рассчитать фактическую плотность, соответствующую текущему значению P , и вносить поправку на изменение условий.

Для перегретого пара при давлении 5-18 кгс/см² и температуре 170-280 °С плотность пара является функцией давления и температуры:

$$\rho = 1.20 - 0.013\Theta + 0.72P + 0.36 \cdot 10^{-4} \Theta^2 + 0.24 \cdot 10^{-2} P^2 - 0.14 \cdot 10^{-2} \Theta P \quad (22)$$

Формула (18) используется для расчета расходов жидкостей, а формула (19) – для расчета расходов паровых и газовых потоков.

Пример. Пусть в УВМ по каналу измерения расхода перегретого пара на очередном такте опроса поступил сигнал (код АЦП), равный 512 ($K_{АЦП}^F = 512$).

В качестве измерительного преобразователя расхода использован дифманометр-расходомер 1ЗДД11 на предельный номинальный перепад давления 10кПа и расход $F_{\max} = 630 \text{ м}^3/\text{ч}$.

Поскольку измеряется расход перегретого пара, то для расчета поправочного коэффициента K_p в УВМ необходимо также ввести давление и температуру пара перед диафрагмой.

Давление измеряется передающим преобразователем давления (манометром) типа МС-32 с пределом измерения 0-10 кгс/см² 90-1.0 Мпа). По каналу измерения давления на данном такте опроса в УВМ поступил сигнал (код АЦП), равный 768 ($K_{АЦП}^P = 768$).

Температура пара измеряется хромель-алюмелевой термопарой. В качестве нормирующего преобразователя использован термопреобразователь Ш-705, гр.ХА. Диапазон изменений температур на входе 0-400 °С. Выходной сигнал 0-10 В. по каналу измерения температуры на данном такте опроса в УВМ поступил сигнал (код АЦП), равный 512 ($K_{АЦП}^\Theta = 512$).

Аналого-цифровые преобразователи по каналам расхода, давления и температуры – 10 разрядные ($K_{АЦП}^{\max} = 1024$)

Требуется определить действительное значение расхода.

Решение. Для расчета расхода перегретого пара используем формулу (19).

Численные значения входящих в нее величин:

$$K_{АЦП}^F = 512 \text{ (по заданию); } K_{АЦП}^{\max} = 1024 \text{ (по заданию);}$$

$$F_{\max}=630 \text{ м}^3/\text{ч (по заданию)}; K_{\rho} = \sqrt{\frac{\rho_g}{\rho_0}}.$$

$\rho_0 = 3.02 \text{ кг/м}^3$ (величина, определяемая по таблицам при расчетных давлениях и температуре);

ρ_g - величина, определяемая по формуле (22) при давлении и температуре, соответствующие реальным условиям измерения.

Согласно формуле (22), ρ_g является функцией давления и температуры. Следовательно, вначале по заданным кодам $K_{АЦП}^P = 768$ и $K_{АЦП}^{\Theta} = 512$ определяем давление и температуру в объекте.

Давление. Для расчета величин давления по коду АЦП используем формулу (16)

$$P = \frac{K_{АЦП}^P}{K_{АЦП}^{\max}} \cdot P_{\max} = \frac{768}{1024} \cdot 10 = 7.5 \text{ кгс/см}^2 \quad (23)$$

Температура пара измеряется, как уже указывалось, хромель-алюмелевой термопарой.

Согласно табл. 1, градуировочная характеристика ХА аппроксимируется следующим полиномом:

$$x = 4.87 + 23.6y + 0.011y^2 \quad (24)$$

где $x = \Theta, ^\circ\text{C}$ – температура в объекте; y – термоЭДС термопары.

Учитывая (13) и (14), получим:

$$\Theta = 4.87 + 23.6 \frac{y_{1\max}}{K_{АЦП}^{\max} \cdot K_{НП}} \cdot K_{АЦП}^{\Theta} + 0.011 \left(\frac{y_{1\max}}{K_{АЦП}^{\max} \cdot K_{НП}} \cdot K_{АЦП}^{\Theta} \right)^2 \quad (25)$$

Численные значения входящих в формулу (25) величин:

$$K_{АЦП}^{\max} = 1024 \text{ (по заданию)}; \quad y_{1\max} = 10 \text{ В (по заданию)};$$

$$K_{НП} = \frac{y_{1\max}}{y_{\max}}.$$

где y_{\max} – максимальное значение выходного сигнала термопары (ТЭДС) при температуре 400°C (по заданию). По градуировочным таблицам имеем $y_{\max} = 16.39$. Следовательно:

$$K_{\text{НП}} = \frac{y_{1\max}}{y_{\max}} = \frac{10}{16.39} = 0.61$$

Подставляя значения $K_{\text{АЦП}}^{\ominus}$, $K_{\text{АЦП}}^{\max}$ и $K_{\text{НП}}$, y_{\max} в (25), получим:

$$\Theta = 4.87 + 23.6 \frac{10}{1024 \cdot 0.61} \cdot 512 + 0.011 \left(\frac{10}{1024 \cdot 0.61} \cdot 512 \right)^2 = 199.1^{\circ}\text{C}.$$

Подставляя найденные значения P и Θ в (22), найдем плотность пара при условиях измерения:

$$\rho_g = 1.20 - 0.013 \cdot 199.1 + 0.72 \cdot 7.5 + 0.36 \cdot 10^{-4} \cdot 199.1^2 + 0.24 \cdot 10^{-2} \cdot 7.5^2 - 0.14 \cdot 10^{-2} \cdot 199.1 \cdot 7.5 = 3.48 \quad \text{кг} / \text{м}^3$$

Заметим, что при автоматическом контроле расхода с помощью ЭВМ расчет ρ_g в данном случае будет осуществляться по формуле:

$$\rho_g = \rho_g \left[\Theta(K_{\text{АЦП}}^{\ominus}), P(K_{\text{АЦП}}^P) \right],$$

где

$$\Theta(K_{\text{АЦП}}^{\ominus}) = \left[4.87 + 0.38 \cdot K_{\text{АЦП}}^{\ominus} + 0.03312 \cdot 10^{-6} (K_{\text{АЦП}}^{\ominus})^2 \right];$$

$$P(K_{\text{АЦП}}^P) = 0.00976 \cdot K_{\text{АЦП}}^P$$

получается из (23) и (25) при подстановке в них численных значений $K_{\text{АЦП}}^{\max}$, $y_{1\max}$, $K_{\text{НП}}$.

Зная ρ_0 и ρ_g , определяем поправочный коэффициент

$$K_{\rho} = \sqrt{\frac{3.48}{3.02}} = 1.07$$

Используя формулу (19), определяем действительное значение расхода:

$$F = \sqrt{\frac{512}{1024}} \cdot 630 \cdot 1.07 = 470 \text{ м}^3 / \text{ч} .$$

3. Задание на работу:

1. По данным, приведенным в таблицах, рассчитать действительное значения измеряемых величин (давления, температуры и расхода), измеряемых датчиками с линейными, слаболинейными и нелинейными (квадратичными) характеристиками.

Исходные данные для выполнения расчетов

Вариант №1.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.88 \text{ кг/м}^3$)	F	10	256	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=1000 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=500 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	768	Манометр Сапфир22ДИ	0-16 кгс/см ² (0-1.6 Мпа)	
	Θ	10	512	Термоэлектрический термометр ТХК.Гр.ХК Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХА	0-400 °С	0-10В

Вариант №2.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.80 \text{ кг/м}^3$)	F	12	1024	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=1600 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=630 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	12	2048	Манометр Сапфир22ДИ	0-25 кгс/см ² (0-2.5 Мпа)	
	Θ	12	3072	Термоэлектрический термометр ТХА-0279.Гр.ХА(К) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХА	0-400 °С	0-10В

Вариант №3.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=3.02 \text{ кг/м}^3$)	F	10	512	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=2500 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=800 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	768	Манометр Сапфир22ДИ	$0-16 \text{ кгс/см}^2$ ($0-1.6 \text{ Мпа}$)	
	Θ	10	896	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХА(К) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХА	$0-400 \text{ }^\circ\text{C}$	0-10В

Вариант №4.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.80 \text{ кг/м}^3$)	F	12	1280	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=1000 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=500 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	12	3072	Манометр Сапфир22ДИ	$0-25 \text{ кгс/см}^2$ ($0-2.5 \text{ Мпа}$)	
	Θ	12	2304	Термоэлектрический термометр ТХА-0279.Гр.ХА(К) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХА	$0-400 \text{ }^\circ\text{C}$	0-10В

Вариант №5.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=3.08 \text{ кг/м}^3$)	F	10	512	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=400 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=250 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	768	Манометр Сапфир22ДИ	0-25 кгс/см ² (0-2.5 Мпа)	
	Θ	10	640	Термоэлектрический термометр ТХА-0279.Гр.ХА(К) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХА	0-400 °С	0-10В

Вариант №6.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.94 \text{ кг/м}^3$)	F	12	1536	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=630 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=500 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	12	3072	Манометр Сапфир22ДИ	0-25 кгс/см ² (0-2.5 Мпа)	
	Θ	12	3328	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХК (L) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХК	0-300 °С	0-10В

Вариант №7.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.90 \text{ кг/м}^3$)	F	10	320	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=1000 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=500 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	832	Манометр Сапфир22ДИ	0-25 кгс/см ² (0-2.5 Мпа)	
	Θ	10	768	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХК(L) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХК	0-300 °С	0-10В

Вариант №8.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.96 \text{ кг/м}^3$)	F	12	1984	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=1600 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=630 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	12	3072	Манометр Сапфир22ДИ	0-16 кгс/см ² (0-1.6 Мпа)	
	Θ	12	3328	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХК(L) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХК	0-300 °С	0-10В

Вариант №9.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=2.98 \text{ кг/м}^3$)	F	10	384	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=2500 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=800 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	896	Манометр Сапфир22ДИ	$0-16 \text{ кгс/см}^2$ ($0-1.6 \text{ Мпа}$)	
	Θ	10	768	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХК(L) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХК	$0-300 \text{ }^\circ\text{C}$	0-10В

Вариант №10.

Технологический поток	Параметры потока	Разрядность АЦП	Код АЦП	Тип датчика, градуировка	Пределы измерения	Выходной сигнал
Перегретый пар ($\rho_0=3.02 \text{ кг/м}^3$)	F	10	448	Дифманометр Сапфир22ДД	$\Delta P=400 \text{ кгс/м}^2$ ($F_{\max}=320 \text{ м}^3/\text{ч}$)	
	P	10	960	Манометр Сапфир22ДИ	$0-16 \text{ кгс/см}^2$ ($0-1.6 \text{ Мпа}$)	
	Θ	10	832	Термоэлектрический термометр ТХК-0279.Гр.ХК(L) Термопреобразователь нормирующий Ш-705.Гр.ХК	$0-300 \text{ }^\circ\text{C}$	0-10В

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему, результаты вычислений действительных значений.

Лабораторная работа №6.

Фильтрация измеряемых величин от помех.

1. Цель работы:

1. Закрепить и углубить знания по применению статистических методов при автоматизации производства.
2. Освоить методику выбора типа фильтра и расчета его настроечных параметров, обеспечивающих требуемое качество фильтрации при заданных параметрах помехи.
3. Определить погрешности работы фильтров и выявить области их применимости.
4. Приобрести навыки решения на ЭВМ задач фильтрации случайных процессов.

2. Теоретические положения:

При автоматическом контроле большое значение имеет задача фильтрации выходного сигнала датчика для выделения значения измеряемой величины от искажающей ее помехи, присутствующей в полученном от датчика сигнале. Так, например, при измерении расхода газа в агрегатах на полезный сигнал накладываются пульсации газового потока, производимые газодувными устройствами. При измерении температуры материала или стенки агрегата пирометром сквозь пламя роль помехи в измеряемом сигнале играют колебания пламени и т.п.

Методы фильтрации с целью исключения случайной погрешности измерения датчика основаны на гипотезе о том, что спектр случайного процесса $\varepsilon(t)$ содержит более высокие частоты, чем спектр полезного сигнала $x(t)$. Внешне фильтрация проявляется в том, что реализация процесса $z(t)$ становится более плавной, чем исходная реализация $y(t)$. Отсюда второе название той же процедуры - сглаживание.

Схема фильтрации приведена на рис. 1

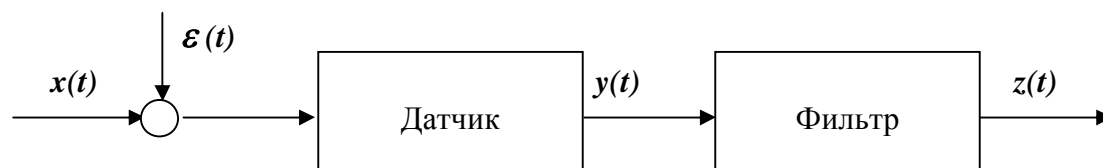


Рис1. Схема фильтрации

Операция фильтрации может осуществляться аппаратно, т.е. с помощью специальных технических устройств, или программно на ЦВМ, как это обычно имеет место в АСУ ТП.

Качество фильтрации оценивается средним квадратичным отклонением сигналов $Z(t)$ и $X(t)$

$$\sigma_{\phi}^2 = M\{Z(t) - X(t)\} \quad (1)$$

где M - символ математического ожидания.

Различные типы фильтров дают разную погрешность восстановления полезного сигнала. Как правило, более точные фильтры являются более сложными устройствами, если они реализуются аппаратно. Реализация более точного фильтра в УВМ ведет обычно к увеличению объема памяти, занятого подпрограммой фильтрации и ее параметрами, а также к удлинению времени работы подпрограммы. При контроле работы установки, цеха и т.д. необходимо осуществлять фильтрацию сотен и тысяч сигналов датчиков, отсюда понятна важность вопроса обоснованного выбора типа используемых фильтров. Для решения этого вопроса требуется количественно оценить погрешность выделения полезного сигнала при использовании фильтров различных типов и выделить области возможного применения используемых на практике фильтров.

Фильтры. Алгоритмы фильтрации, области применимости

Задача построения оптимального или близкому к нему фильтра сравнительного узкого, но практически наиболее распространенного набора исходных данных. Корреляционная функция полезного сигнала $X(t)$, являющегося случайным стационарным процессом, аппроксимируется одной экспонентой

$$K_X(\tau) = \sigma_X^2 e^{-\alpha(\tau)} \quad (2)$$

где σ_X^2 - дисперсия полезного сигнала; α - коэффициент экспонента.

Искажающая сигнал помеха $\varepsilon(t)$, действующая на входе датчика, также является случайным, стационарным процессом, некоррелированным с сигналом $X(t)$, имеющим нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию вида

$$K_\varepsilon(\tau) = k\sigma_X^2 e^{-m|\tau|} \quad (3)$$

где k и m - коэффициенты

Рассматривается помеха более высокочастотная, чем полезный сигнал, поэтому всегда $m > 1$.

В большинстве конкретных случаев получаемые оценки статистических характеристик полезного сигнала и, тем более, помехи слишком приближенны, чтобы принимать для их корреляционных функций более точные, чем экспоненты аппроксимации, поэтому эти аппроксимации и приняты для дальнейшего анализа.

Фильтрация методом скользящего среднего

Фильтр, осуществляющий сглаживание по методу скользящего среднего описывается следующим выражением

$$Z(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y(t) dt \quad (4)$$

где $y(t)$ - исходный случайный процесс, содержащий помеху;

T - интервал времени усреднения (параметр настройки фильтра).

Погрешность этого метода фильтрации определяется путем подстановки выражения (4) в (1). В результате преобразования получим [1]

$$\sigma_{\text{фн}}^2 = \sigma_x^2 \left[1 + \frac{2^{-\alpha T}}{\alpha T} - \frac{2}{\alpha^2 T^2} (1 - e^{-\alpha T}) + \frac{2k}{\alpha m T} - \frac{2k}{\alpha^2 m^2 T^2} (1 - e^{-\alpha m T}) \right] \quad (5)$$

Оптимальное значение, интервала усреднения T находится из условия минимизации погрешности фильтрации $\sigma_{\text{фн}}^2$, т.е. $\partial \sigma_{\text{фн}}^2 / \partial T = 0$ и $\partial \sigma_{\text{фн}}^2 / \partial T > 0$

В дискретной форме алгоритм фильтрации по методу скользящего среднего имеет вид

$$Z(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} y(t - iT_0) \quad (6)$$

где $n = T/T_0$ - число отсчетов функции $y(t)$, по которому производится

усреднение

T_0 - период опроса датчика

Простая по вычислениям формула (6) занимает, к сожалению, достаточно большой объем V оперативной памяти УВМ для хранения промежуточных значений суммы (6)

$$V = \frac{nT_0}{\upsilon} \quad (7)$$

где υ - интервал времени, через который требуется выдавать значения $Z(t)$.

Обычно $\upsilon \geq T_0$ и кратно ему. Наиболее распространенным является определение значения $Z(t)$ каждый период опроса датчика. В этом случае $V = T_0$ и $V = n$ слов.

Погрешность фильтрацией дискретного варианта фильтра скользящего среднего определяется путем подстановки выражения (6), и (2) и (3) в (1). В результате преобразования получим

$$\sigma_{\text{фд}}^2 = \sigma_x^2 \left[1 + \frac{2 + ne^{-\alpha T_0} - ne^{\alpha T_0} - 2e^{-\alpha n T_0}}{n^2 (e^{-\alpha T_0} - 1)(e^{-\alpha T_0} - 1)} - \frac{2(1 - e^{-\alpha n T_0})}{n(1 - e^{-\alpha T_0})} + \frac{k(2 + ne^{-\alpha m T_0} - ne^{\alpha m T_0} - 2e^{-\alpha m n T_0})}{n^2 (e^{-\alpha m T_0} - 1)(e^{\alpha m T_0} - 1)} \right] \quad (8)$$

Оптимальное значение n находится из условия минимизации погрешности фильтрации $\sigma_{\text{фд}}$. Оно зависит от заданных параметров помехи k, m, α и периода опроса T_0 .

Фильтрация методом экспоненциального сглаживания.

В непрерывном варианте экспоненциальный фильтр представляет собой элементарно реализуемое одноемкостное звено с передаточной функцией вида

$$W_{\text{фн}}(p) = \frac{\gamma}{\gamma + p} \quad (9)$$

где γ - коэффициент экспоненциального сглаживания (параметр настройки фильтра), выбираемый из условия МИНИМИЗАЦИИ средней квадратичной погрешности работы фильтра.

Погрешность работы фильтра определяется по формуле [1,2]

$$\sigma_{\text{фн}}^2 = \sigma_x^2 \left[\frac{k\gamma}{\alpha m + \gamma} + \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} \right] \quad (10)$$

Используя (10), можно определить оптимальное значение параметра настройки фильтра $\gamma_{\text{опт}}$, т.е. значение, соответствующее условиям

$$\frac{\partial \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \gamma} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial^2 \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \gamma^2} > 0$$

Реализуем экспоненциальный фильтр, должен иметь $\gamma > 0$, что возможно при условии $1/m < k \leq m$.

В дискретной форме алгоритм фильтрации по методу экспоненциального сглаживания представляет собой рекуррентное соотношение вида

$$\mathbf{Z}(\mathbf{t}) = \mathbf{Z}(\mathbf{t} - \mathbf{T}_0) + \gamma [\mathbf{y}(\mathbf{t}) - \mathbf{Z}(\mathbf{t} - \mathbf{T}_0)], \quad (11)$$

где $\mathbf{y}(\mathbf{t})$ - текущее значение входа ; $\mathbf{Z}(\mathbf{t} - \mathbf{T}_0)$ - значение выхода в момент предыдущего опроса.

Использование соотношения (11), независимо от требуемого интервала выдачи значения $\mathbf{Z}(\mathbf{t})$, позволяет для хранения промежуточных значений в оперативной памяти УВМ выделить всего одно слово.

Погрешность работы дискретного фильтра экспоненциального сглаживания определяется по формуле

$$\sigma_{\text{фд}}^2 = \sigma_x^2 \left[\begin{aligned} & 1 + \frac{\gamma [1 + (1 - \gamma)e^{-\alpha T_0}]}{(2 - \gamma)[1 - (1 - \gamma)e^{-\alpha T_0}]} + \frac{k\gamma [1 + (1 - \gamma)e^{-\alpha m T_0}]}{(2 - \gamma)[1 - (1 - \gamma)e^{-\alpha m T_0}]} - \\ & - \frac{2\gamma}{1 - (1 - \gamma)e^{-\alpha m T_0}} \end{aligned} \right] \quad (12)$$

При заданном периоде опроса \mathbf{T}_0 значение параметра $\gamma_{\text{опт}}$ определяется минимизацией погрешности $\sigma_{\text{фд}}^2$ по γ

Области применимости фильтров скользящего среднего экспоненциального сглаживания в плоскости параметров \mathbf{k} и \mathbf{m} приведены на рис. 2.

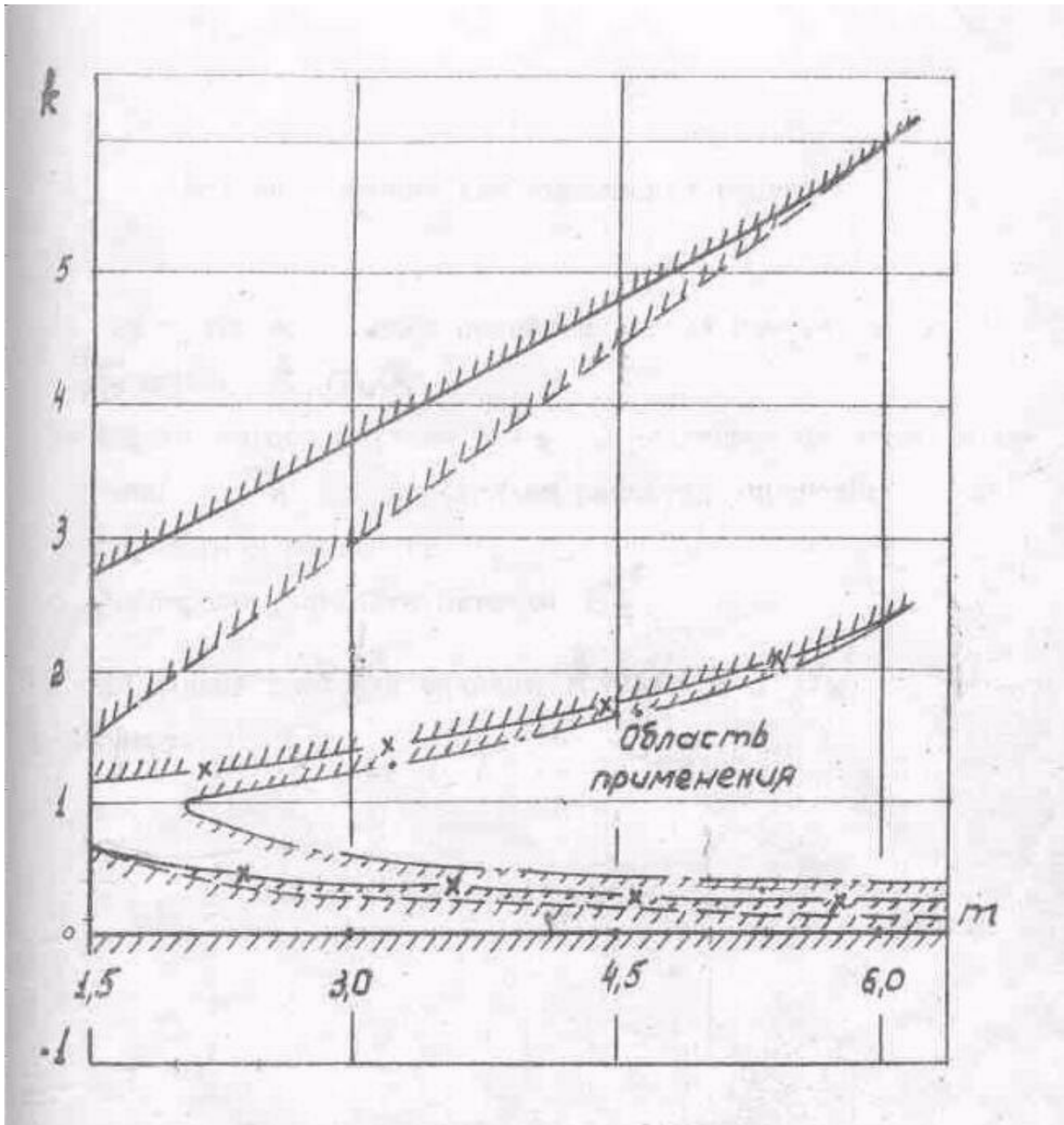


Рис 2. Область применимости фильтров скользящего среднего и экспоненциального сглаживания

- — — — — Непрерывное скользящее среднее
- x — — — — — Дискретные скользящее среднее
- · · · — — — — — Непрерывное экспоненциальное сглаживание
- — — — — Дискретное экспоненциальное сглаживание

3. Задание на работу:

1. По диаграммам $\mathbf{k} = \mathbf{k}(\mathbf{m})$, приведенным на рис. 2, выбрать тип фильтра, обеспечивающий требуемое качество фильтрации при заданных параметрах помехи.

2. Используя формулы (5), (8), (10) и (12) из условий

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \Gamma} = 0 & \frac{\partial^2 \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \Gamma^2} > 0 \\ \frac{\partial \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial n} = 0 & \frac{\partial^2 \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial n^2} > 0 \end{cases}$$

для фильтра типа скользящего среднего

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \gamma} = 0 & \frac{\partial^2 \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \gamma^2} > 0 \\ \frac{\partial \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial \gamma} = 0 & \frac{\partial^2 \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial \gamma^2} > 0 \end{cases}$$

для фильтра экспоненциального сглаживания

определить оптимальные значения настроечных параметров фильтров:

- для фильтра типа скользящего среднего величины $\mathbf{T}_{\text{опт}}$ (непрерывный вариант) и $\mathbf{\Pi}_{\text{опт}}$ (дискретный вариант);

- для фильтра экспоненциального сглаживания (непрерывный и дискретный варианты) величины. $\gamma^{\text{н}}_{\text{опт}}$

3. Подставляя значения $\mathbf{T}_{\text{опт}}$ в (5), $\mathbf{\Pi}_{\text{опт}}$ в (8), $\gamma^{\text{н}}_{\text{опт}}$ в (10) и $\gamma^{\text{д}}_{\text{опт}}$ в (12), найти минимальные значения средних квадратичных погрешностей работы фильтров.

4. Сравнить величины погрешностей непрерывного и дискретного вариантов фильтров и фильтров скользящего среднего и экспоненциального сглаживания между собой.

Сделать выводы о точности работы и областях возможного применения рассматриваемых типов фильтров.

4. Исходные данные для выполнения расчетов

1. Параметры искажающей полезный сигнал помехи, т.е. величины k , m , α
2. Период опроса датчика T_0 . Численное значение величины T_0 берется из расчетов, проводимых в лабораторной работе 5.
3. Дисперсия полезного сигнала σ_x^2 .

Численные значения величин k , m , α и σ_x^2 сведены в таблицу.

Исходные параметры		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Тепловой объект	K	0,5	0,4	0,6	0,08	0,7	1,0	0,3	0,09	0,2	0,9	0,1	0,5	0,6	0,8	0,05
	m	4,6	4,0	5,2	3,8	5,8	4,5	5,6	4,9	4,2	3,0	4,3	5,0	4,5	2,6	3,2
		$\alpha = 0,28 \text{ мин}^{-1}; \sigma_x^2 = 47,5$														
Объект регулирования Давления	K	0,6	0,8	0,05	0,09	0,2	0,4	1,0	0,7	0,8	1,0	0,4	0,06	0,9	0,5	0,08
	m	4,4	5,5	4,3	4,5	4,8	5,0	6,0	5,1	3,3	3,6	5,2	5,8	3,7	4,0	4,2
		$\alpha = 3,2 \text{ мин}^{-1}; \sigma_x^2 = 24,0$														

Примечание. Расчеты оптимальных значений настроечных параметров фильтров и погрешностей их работы целесообразно проводить на ЭВМ. Алгоритмы и программы расчета на ЭВМ оптимальных настроечных параметров фильтров и погрешностей их работы приведены в приложении.

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему, результаты вычислений.

Приложение

Алгоритмы расчета на ЭВМ оптимальных настроечных параметров фильтров и погрешностей их работы

Фильтрация методом скользящего среднего

Непрерывный вариант

1. Используя формулу (5), находим производную

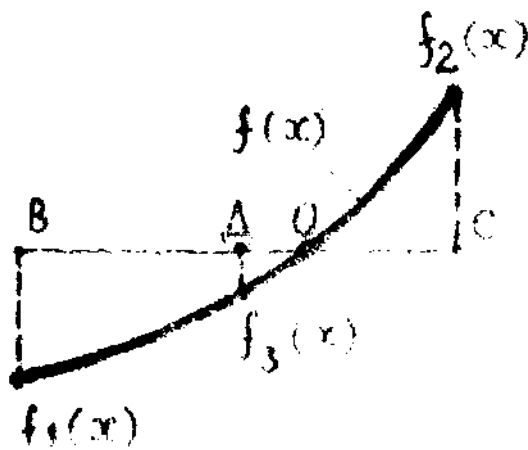
$$\text{Имеем} \quad \frac{\partial \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial T} = 0 \quad (5.1)$$

$$m^2 e^{-\alpha T} (-4\alpha T - 2\alpha^2 T^2 - 4) + 4m^2 - 2kT \cdot \alpha m - 2kT m e^{-\alpha m T} + 4k - 4k e^{-\alpha m T} = 0 \quad (5.2)$$

2. Решаем уравнение (5.2) и находим величину $T = T_{\text{опт}}$

Решение уравнения (5.2) проводим численным путем с использованием метода половинного деления.

Сущность метода половинного деления заключается в следующем.



Если на интервале $[B, C]$ (см. рис. 3) отделен корень любым математическим методом),

то есть функция на концах отрезка BC имеет разные знаки, то, следовательно, функция $f(x)$ обязательно пересечет данный

Рис.3. Графическая интерпретация метода половинного деления

отрезок в точке O , где $f(x)=0$, Значение T , обеспечивающее выполнение условия $f(x)=0$ и будет корнем уравнения (5.2).

Для решения уравнения (5.2) выполняем следующие действия.

2.1. Определяем значения функции $f(x)$ на концах отрезка BC , т.е. при $T_1 = B$ и $T_2 = C$ (значения $f_1(x)$ и $f_2(x)$ и в середине отрезка, т.е. при $T_3 = D = (B + C) / 2$ (значение $f_3(x)$)).

2.2. Если окажется, что значение функции $f_3(x)$ точке D по абсолютной величине меньше или равно наперед заданному числу ϵ , то T_3 будет корнем уравнения (5.2).

2.3. При невыполнении условия по пункту 2.2 анализируем знаки функций $f_1(x)$ и $f_3(x)$. Если они имеют одинаковые знаки, то ясно, что корня на отрезке BD нет. Следовательно, поиск корня надо продолжать на отрезке DC . В этом случае в качестве левой границы принимаем значение $B = D$ из предыдущего цикла расчета, а правую границу оставляем прежней.

2.4. Если функции $f_1(x)$ и $f_3(x)$ имеют разные знаки, то поиск корня будем проводить на отрезке BD . Тогда левую границу оставляем прежней, а правую принимаем равной $C = D$ из предыдущего цикла расчета.

Аналогично поступаем и при дальнейшем уточнении значения T . Таким образом, путем сужения отрезка BC определяется значение корня уравнения (5.2) с любой наперед заданной точностью ϵ

3. Критерием окончания расчетов является выполнение условия

$$ABS f(x) \leq \epsilon$$

Величина ϵ , определяющая точность расчетов, задается перед началом выполнения работы.

4. По уравнению (5) при $T = T_{\text{опт}}$ определяем среднюю квадратичную погрешность работы фильтра.

Список переменных и обозначения в программе
“Фильтрация 5”

<i>Переменные</i>	K	m	α	σ_x^2	T
Обозначение в программе	K	M	A	S	T

$$P[1] = m^2 e^{-\alpha T} (4\alpha T - 2\alpha^2 T^2 - 4);$$

$$P[2] = 4m^2 + 4K(1 - e^{-\alpha m T});$$

$$P[3] = 2K\alpha m T(1 + e^{-\alpha m T});$$

$$R[1] = 2e^{-\alpha T} / \alpha T;$$

$$R[2] = (2/\alpha^2 T^2)(1 - e^{-\alpha T});$$

$$R[3] = 2K/\alpha m T;$$

$$R[4] = (2K/\alpha^2 m^2 T^2)(1 - e^{-\alpha T}).$$

Дискретный вариант

1. Используя формулу (8), находим производную

$$\frac{\partial \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial n} = 0 \quad (8.1)$$

Имеем

$$f_1(n) - f_2(n) + f_3(n) = 0 \quad (8.2)$$

где

$$\begin{aligned} f_1(n) &= (1 - e^{-\alpha T_0})(e^{-\alpha n T_0} - 1)(e^{\alpha n T_0} - 1) \cdot (2n^2 \alpha T_0 e^{-\alpha n T_0} + 4ne^{-\alpha n T_0} - n^2 e^{-\alpha T_0} + n^2 e^{\alpha T_0} - 4n) \\ f_2(n) &= 2n^2 (e^{-\alpha T_0} - 1)(e^{\alpha T_0} - 1)(e^{-\alpha n T_0} - 1) \cdot (n\alpha T_0 e^{-\alpha n T_0} - 1 + e^{-\alpha n T_0}); \\ f_3(n) &= K(e^{-\alpha T_0} - 1)(e^{\alpha T_0} - 1)(1 - e^{-\alpha T_0}) \cdot \\ &\cdot (2n^2 \alpha m T_0 e^{-\alpha m n T_0} - 4n - n^2 e^{-\alpha m T_0} + n^2 e^{\alpha m T_0} + 4ne^{-\alpha m n T_0}) \end{aligned} ;$$

2. Решаем уравнение (8.2) методом половинного деления по описанному выше алгоритму и находим величину $n = n_{\text{опт}}$

3. По уравнению (8) при $\mathbf{n} = \mathbf{n}_{\text{опт}}$ определяем среднюю квадратичную погрешность работы фильтра.

Список переменных и обозначения в программе

“Фильтрации 8 “

Переменные	K	m	α	σ_x^2	T₀	n
Обозначение в программе	K	M	A	S	L	T

$$P[1] = e^{-\alpha n T_0} ;$$

$$P[2] = e^{-\alpha T_0} ;$$

$$P[3] = e^{\alpha T_0} ;$$

$$P[4] = e^{-\alpha m n T_0} ;$$

$$P[5] = e^{-\alpha m T_0} ;$$

$$P[6] = e^{\alpha m T_0} ;$$

$$Q[1] = (1 - e^{-\alpha T_0})(e^{-\alpha m T_0} - 1)(e^{\alpha m T_0} - 1) ;$$

$$Q[2] = 2(e^{-\alpha T_0} - 1)(e^{\alpha T_0} - 1)(e^{-\alpha m T_0} - 1) ;$$

$$Q[3] = K(e^{-\alpha T_0} - 1)(e^{\alpha T_0} - 1)(1 - e^{-\alpha T_0}) .$$

Фильтрация методом экспоненциального сглаживания

Непрерывный вариант

1. Используя формулу (10), находим производную

$$\frac{\partial \sigma_{\text{фн}}^2}{\partial \gamma} = 0 \quad (10.1)$$

$$K \alpha m (\alpha + \gamma)^2 - \alpha (\alpha m + \gamma)^2 = 0 \quad (10.2)$$

2. Решаем уравнение (10.2) методом половинного деления по описанному выше алгоритму и находим величину $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$

3. По уравнению (10) при $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$ определяем среднюю квадратичную погрешность работы фильтра экспоненциального сглаживания.

Список переменных и обозначения

в программе “Фильтрация 10”

Переменные	K	m	α	σ_x^2	γ
Обозначение в программе	K	M	A	S	T

Дискретный вариант

1. Используя формулу (12), находим производную

$$\frac{\partial \sigma_{\text{фд}}^2}{\partial \gamma} = 0 \quad (12.1)$$

Имеем

$$f_1(\gamma) + f_2(\gamma) - f_3(\gamma) = 0 \quad (12.2)$$

где

$$f_1(\gamma) = \frac{1}{\left\{ (2-\gamma) \left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right] \right\}^2} \left\{ \left[1 + (1-\gamma) \cdot e^{-\alpha T_0} \right] - \gamma e^{-\alpha T_0} \right\} (2-\gamma) ;$$

$$\left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right] - \gamma \left[1 + (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right] \left\{ \left[(1-\gamma)e^{-\alpha T_0} - 1 \right] + (2-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right\}$$

$$f_2(\gamma) = \frac{1}{\left\{ (2-\gamma) \left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha m T_0} \right] \right\}^2} \left\{ \kappa \left[1 + (1-\gamma) \cdot e^{-\alpha m T_0} \right] - \kappa \gamma e^{-\alpha m T_0} \right\} (2-\gamma)$$

$$\left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha m T_0} \right] - \kappa \gamma \left[1 + (1-\gamma)e^{-\alpha m T_0} \right] \left\{ \left[(1-\gamma)e^{-\alpha m T_0} - 1 \right] + (2-\gamma)e^{-\alpha m T_0} \right\}$$

$$f_3(\gamma) = \frac{2 \left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right] - 2\gamma e^{-\alpha T_0}}{\left[1 - (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} \right]^2} .$$

2. Решаем уравнение (12.2) методом половинного деления; по описанному выше алгоритму и находим величину $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$

3. По уравнению (12) при $\gamma = \gamma_{\text{опт}}$ определяет среднюю квадратичную погрешность работы фильтра экспоненциального сглаживания.

Список переменных и обозначения в программе

“Фильтрация 12”

Переменные	K	m	α	σ_x^2	T₀	γ
Обозначение в программе	K	M	A	S	L	T

$$P[1] = (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} ;$$

$$P[2] = 1 - (1-\gamma)e^{-\alpha T_0} ;$$

$$P[3] = e^{-\alpha T_0}$$

$$P[4] = (1 - \gamma)e^{-\alpha m T_0};$$

$$P[5] = 1 - (1 - \gamma)e^{-\alpha m T_0};$$

$$P[6] = e^{-\alpha m T_0}.$$

Примечание. Для доказательства того, что при найденных оптимальных значениях настроечных параметров фильтров имеет место минимум функции σ_{ϕ}^2 , необходимо определять значения вторых производных σ_{ϕ}^2 (см. пункт 2 раздел “Содержание и порядок выполнения лабораторной работы”).

Можно также исследовать поведение самой функции σ_{ϕ}^2 при изменениях аргумента в заданном интервале или исследовать знак производной функции σ_{ϕ}^2 вблизи точки $X = a$ (см. рис. 4)

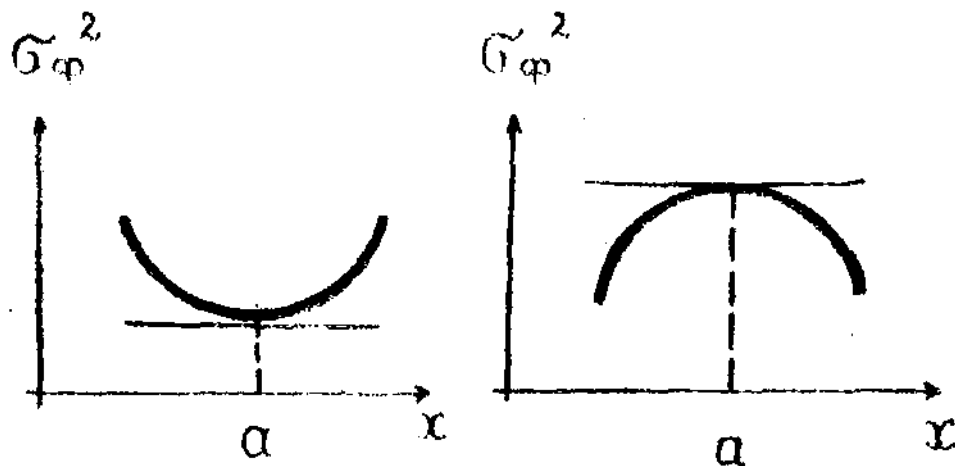


Рис. 4. Графики функции $\sigma_{\phi}^2 = \sigma_{\phi}^2(x)$ $x = a$ оптимальное значение параметра настройки фильтра

Если при $x \leq a$ $(\sigma_{\phi}^2)' < 0$, а при $x > a$ $(\sigma_{\phi}^2)' > 0$, то точка $x = a$ является точкой минимума (рис. 4 а). Если же при $x < a$ $(\sigma_{\phi}^2)' > 0$, а при $x > a$ $(\sigma_{\phi}^2)' < 0$, то точка $x = a$ является точкой максимума (рис. 4 б)

Лабораторная работа №7.

Коррекция показаний датчиков при отклонении условий измерения от нормальных

1. Цель работы:

3. Ознакомиться с алгоритмами коррекции показаний датчиков при отклонении условий измерения от нормальных.
4. Освоить методики расчета поправки для конкретных датчиков (расходомеров, термопар, гидростатических уровнемеров).

2. Теоретические положения:

Точность работы подавляющего числа датчиков зависит от диапазона колебаний параметров окружающей датчик среды: температуры, давления, влажности и др. Используемые при автоматизации технологических процессов ЭВМ позволяет учесть колебания параметров и внести в результаты измерений соответствующие коррективы.

Коррекция показаний расходомеров.

При использовании дроссельных расходомеров зависимость искомого расхода вещества от перепада давления является отнюдь не однозначной. В общем случае расход вещества определяется, кроме перепада давления еще температурой вещества, давления, плотностью, свойствами материала, из которого изготовлена диафрагма и т.д.

Следовательно, для определения расхода вещества в трубопроводе требуется измерение еще двух величин, а именно, давления и температуры вещества до диафрагмы и проведения определенной вычислительной обработки (рис.1) (при измерении расхода насыщенного пара требуется измерять кроме перепада давления только одну величину – давление пара до

диафрагмы)

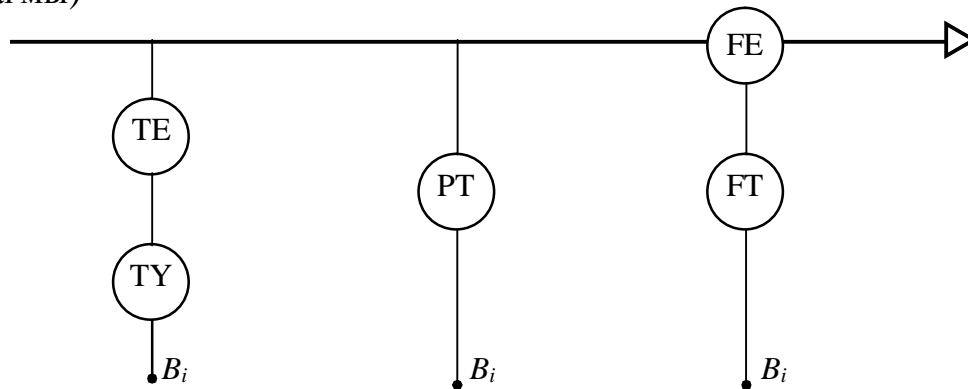


Рис.1. Функциональная схема автоматизации контроля расхода вещества

Расчет значений скорректированных расходов осуществляется по формуле:

$$F^* = K_\rho \cdot F, \quad (1)$$

где F – показание расходомеров; K_ρ - поправочный коэффициент.

Величина K_ρ рассчитывается по следующим формулам:

$$K_\rho = \sqrt{\rho_g / \rho_0}; \quad (2)$$

$$K_\rho = \sqrt{K \frac{P+1}{\Theta + 273}}; \quad (3)$$

$$K = \frac{T_0}{P_0}, \quad (4)$$

где ρ_0 - плотность технологического потока при расчетных условиях;

ρ_g - плотность технологического потока в реальных условиях измерения;

T_0, P_0 – расчетные температура (К) и давление (ата);

P и Θ - давление и температура в реальных условиях измерения.

Формула (2) используется для паровых, а формула (3) – для газовых потоков.

Плотность технологического потока (пара, газа) в рабочем состоянии в общем случае может быть задана в виде полинома от P и Θ . Например, плотность насыщенного пара зависит от абсолютного давления P_a и в

диапазоне 2.5 – 8.2 кгс/см² описывается следующим уравнением:

$$\rho = 0.869 + 0.518 \cdot P_a - 0.002375 \cdot P_a^2. \quad (5)$$

Плотность же перегретого пара зависит не только от давления, но и температуры. Для давлений 5-18 кгс/см² и температур 170-280 °С эта зависимость имеет вид:

$$\rho_g = 1.20 - 0.013 \cdot \Theta + 0.72 \cdot P_a + 0.36 \cdot 10^{-4} \cdot \Theta^2 + 0.24 \cdot 10^{-2} \cdot P_a^2 - 0.14 \cdot 10^{-2} \cdot \Theta \cdot P_a \quad (6)$$

В АСУ ТП значение расхода F^* паровых и газовых потоков определяется по формуле:

$$F^* = \sqrt{\frac{K_{АЦП}^F}{K_{АЦП}^{\max}}} \cdot F_{\max} \cdot K_p \quad (7)$$

где $K_{АЦП}^F$ - текущее значение кода АЦП по расходу, поступающее на вход в УВМ на очередном такте опроса; $K_{АЦП}^{\max}$ - максимальное значение кода АЦП, определяемое его разрядностью; F_{\max} - верхний предел измерения датчика расхода; K_p - определяется по формулам (2) или (3).

Введение поправки на температуру свободных концов термопары.

В АСУ ТП введение поправки на температуру свободных концов термопары осуществляется согласно алгоритму:

$$z = z_{p.k.} + Rz_{c.k.}(\alpha + z_{c.k.}) \quad (8)$$

где z – код АЦП, соответствующий действительному значению температуры в объекте (с учетом поправки на температуру свободных концов); $z_{p.k.}$ - код АЦП, соответствующей разности температур рабочего и свободного концов термопары; $z_{c.k.}$ - код АЦП, соответствующей температуре свободных концов термопары; R и α - коэффициенты зависящие от градуировки термопары и пределов измерений.

Для введения поправки на температуру свободных концов часто используют линейное приближение формулы (8) в виде:

$$z = z_{p.k.} + a \cdot z_{c.k.} \quad (9)$$

где $a = \alpha \cdot R$

При этом ошибка аппроксимации в диапазоне измеряемых температур до 100 °С не превышает 1.0%

Значение коэффициента a можно определить по градуировочным таблицам для соответствующего термоэлектрического преобразователя и заданного интервала температур.

Для выражения ТЭДС в кодах АЦП необходимо их табличные значения отнести к значению ТЭДС, которое будет иметь место при крайнем правом значении диапазона аппроксимации, а затем полученное относительное значение ТЭДС умножить на максимальное значение кода АЦП, определяемое его разрядностью.

Коррекция показаний гидростатических уровнемеров.

Гидростатический уровнемер жидкости преобразует значение измеряемого уровня L в перепад давлений ΔP между точками отбора импульсов (в самой нижней точке аппарата и над уровнем жидкости):

$$\Delta P = K_1 \rho L \quad (10)$$

где ρ - плотность жидкости, кг/м³; L – уровень жидкости, м; K_1 - масштабный коэффициент, зависящий от выбора единиц измерения величины (например, если ΔP выражено в МПа, то $K_1 = 10^{-5}$).

Перепад ΔP линейно преобразуется дифманометром в стандартный электрический сигнал y (0-5 мА, 0-10 В). Таким образом, будем иметь:

$$y = K_1 K_2 \rho L \quad (11)$$

где $K_2 = y^* / \Delta P^*$ - коэффициент усиления дифманометра; y^* - значение выходного сигнала дифманометра, соответствующее верхнему пределу измерения ΔP^* (для упрощения предполагаем, что нижним пределом измерений являются нули).

Из (11) получаем выражение для определения уровня жидкости в аппарате по выходному сигналу датчика (градуировочную характеристику):

$$L = \frac{y}{K_1 K_2 \rho} \quad (12)$$

Однако определить точное значение уровня жидкости в аппарате по выходному сигналу y датчика, используя формулу (12), невозможно ввиду того, что плотность жидкости ρ зависит от ее температуры и зависимость $L=L(y)$ получается неоднозначной.

Зависимость плотности ρ от температуры при относительно небольших отклонениях температуры Θ от ее номинального (градуировочного) значения Θ_0 описывается выражением:

$$\rho = \rho_0 [1 + \beta(\Theta_0 - \Theta)], \quad (13)$$

где ρ_0 - плотность жидкости при температуре Θ_0 ; β - температурный коэффициент объемного расширения.

С учетом (13) формула (12) запишется в виде:

$$L = \frac{y}{K_1 K_2 \rho_0} \cdot K_\rho, \quad (14)$$

где $K_\rho = \frac{1}{1 + \beta(\Theta_0 - \Theta)}$ - поправочный коэффициент, учитывающий

влияние изменения плотности при колебаниях температуры на результат измерений.

Учитывая, что $K_2 = y^* / \Delta P^*$:

$$\frac{y}{y^*} = \frac{K_{АЦП}^L}{K_{АЦП}^{\max}} \quad \text{и} \quad \frac{\Delta P^*}{K_1 \rho_0} = L_{\max},$$

получим

$$L = \frac{K_{АЦП}^L}{K_{АЦП}^{\max}} \cdot L_{\max} \cdot K_\rho \quad (15)$$

где L_{\max} - верхний предел измерения уровня дифманометром-уровнемером.

Итак, на каждом такте опроса ЭВМ по температуре жидкости в

реальных условиях определяет величину K_p и далее по формуле (15) скорректированное значение уровня L .

3. Исходные данные для выполнения расчетов

3.1. Для расчета скорректированных значений расходов.

Технологический поток	Параметры тех. потока в рабочем состоянии		Расчетные значения параметров		Плотность тех. потока при расчетных условиях, ρ_0 , кг/м ³	$K_{АЦП}^F$	$K_{АЦП}^{\max}$	F_{\max} , м ³ /ч
	P , кгс/см ²	Θ , °С	P_0 , ата	T_0 , К				
Задание 1								
Насыщенный пар	3.2	-	-	-	1.96	320	1024	630
Газ	3.0	120	2.0	293	-	384	1024	500
Перегретый пар	14	210	-	-	2.84	448	1024	320
Задание 2								
Насыщенный пар	3.6	-	-	-	1.8	136	4096	400
Газ	2.5	160	2.0	293	-	1920	4096	800
Перегретый пар	16	240	-	-	3.0	1056	4096	630
Задание 3								
Насыщенный пар	4.0	-	-	-	1.96	384	1024	250
Газ	3.6	160	2.0	293	-	320	1024	160
Перегретый пар	12	200	-	-	2.76	256	1024	400
Задание 4								
Насыщенный пар	3.4	-	-	-	1.96	430	1024	200
Газ	4.0	200	2.0	293	-	320	1024	500
Перегретый пар	15	220	-	-	2.90	384	1024	630
Задание 5								
Насыщенный пар	6.0	-	-	-	2.2	256	1024	250
Газ	3.2	220	2.0	293	-	1024	4096	800

Перегретый пар	16	250	-	-	3.02	228	1024	630
Задание 6								
Насыщенный пар	5.5	-	-	-	2.7	320	1024	630
Газ	4.0	230	2.0	293	-	448	1024	125
Перегретый пар	15	240	-	-	3.00	228	1024	1000
Задание 7								
Насыщенный пар	5.0	-	-	-	2.5	384	1024	500
Газ	4.6	240	2.0	293	-	1536	4096	630
Перегретый пар	10	230	-	-	3.00	283	1024	800
Задание 8								
Насыщенный пар	5.2	-	-	-	2.6	288	1024	630
Газ	4.0	260	2.0	293	-	384	1024	1250
Перегретый пар	8.0	240	-	-	3.2	1588	4096	800
Задание 9								
Насыщенный пар	3.8	-	-	-	2.06	352	1024	800
Газ	3.6	220	2.0	293	-	1984	4096	1600
Перегретый пар	12	240	-	-	3.05	336	1024	630
Задание 10								
Насыщенный пар	6.2	-	-	-	2.60	368	1024	4000
Газ	3.9	250	2.0	293	-	256	1024	630
Перегретый пар	10	250	-	-	3.04	1952	4096	800

3.2. Данные для расчета скорректированного значения уровня.

Плотность жидкости ρ_0 кг/м ³	Отклонение температуры от градуировочного значения, $\Delta\Theta = \Theta_0 - \Theta$	Температурный коэффициент объемного расширения, β , (°C) ⁻¹	$K_{АЦП}^L$	$K_{АЦП}^{\max}$	Предельный номинальный перепад давления дифманометра-уровнемера ΔP^* , кгс/м ²
1000	10	0.005	512	1024	4000
1000	20	0.004	768	1024	6300
1000	15	0.004	896	1024	2500
1000	25	0.004	736	1024	8000
1000	30	0.0035	3072	4096	6300
1000	20	0.005	3104	4096	8000

1000	10	0.005	2560	4096	4000
1000	25	0.004	3072	4096	2500
1000	20	0.005	896	1024	6300
1000	15	0.005	768	1024	8000
1000	20	0.004	800	1024	4000
1000	25	0.004	736	1024	6300

4. Содержание и порядок выполнения задания:

1. Произвести коррекцию показаний датчиков при отклонении условий измерения от нормальных, для значений расхода и уровня (по вариантам).

Содержание отчета:

Отчет должен содержать: номер и название лабораторной работы, цель работы, задание по вариантам, теоретические положения, листинг программы, блок-схему программы, результаты вычислений.