

РАЗРАБОТКА МЕТОДА И УСТРОЙСТВА ТРЕХТАКТНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАЗМЕРОВ ДЕТАЛЕЙ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗ ЕГО ПОГРЕШНОСТЕЙ

Рассмотрена структурная схема алгоритма измерений устройства многотактного интегрирования, позволившая повысить точность активного контроля износа инструмента. На основе применения графов Мэсона предложена новая инженерная методика анализа погрешностей, позволяющая учесть влияние нестабильностей значений параметров узлов и блоков устройства на общую погрешность измерения.

Активный контроль размеров деталей путем контроля износа режущего инструмента непосредственно в процессе резания получил широкое распространение в приборостроении [1, 2]. Высокая точность активного контроля износа инструмента обеспечивается разработанными авторами устройствами, основанными на сочетании виброакустического метода контроля и интегрирующего метода измерения [3]. Так как виброакустический датчик воспринимает вибрацию не только режущего инструмента, но и станка в целом, то проблема контроля размеров деталей в процессе резания связана с измерением значения полезного сигнала от процесса резания на фоне большого уровня виброакустических помех, и, в первую очередь, напряжения помехи от вращения шпинделя станка. Универсальный станок имеет до 40 скоростей вращения от максимальной скорости, близкой к скорости электромагнитного поля двигателя, до минимальной скорости, соответствующей нарезанию резьбовых соединений.

Упрощенная структурная схема устройства приведена на рисунке 1. Она содержит два датчика: датчик числа полуоборотов шпинделя станка ДЧПО и виброакустический датчик ДВ, схему синхронизации (в состав которой входят две схемы совпадения И1 и И2, схема собирания ИЛИ, триггеры Т1, Т2 и инвертор Инв), детектор Дт, два ключа Кл1 и Кл2, генератор опорной частоты ГОЧ, счетчик импульсов Сч, дешифратор Дш, интегратор Инт, источник опорного напряжения ИОН, устройство сравнения УС, блок цифрового отсчета БЦО и устройство управления УУ.

В качестве датчика числа полуоборотов шпинделя станка используется оптический датчик. Оптический датчик содержит закрепленные на неподвижной скобе светодиод и фотодиод, а между ними находится диск с двумя диаметрально расположенными прорезями, закрепленный в торце шпинделя станка. Поэтому за каждый оборот вращения шпинделя станка в момент нахождения прорезей диска между свето- и фотодиодами появляется два синхроимпульса с выхода оптического датчика.

Устройство управления вырабатывает сигналы φ_1 , φ_2 и φ_3 , соответствующие тактам трехтактного интегрирования. Напряжение с выхода датчика вибраций, состоящее из полезного сигнала процесса резания U_x и помех от напряжений промышленной сети $\omega_{п1}$ и от вращения заготовки $\omega_{п2}$, подается через детектор и ключ Кл1 на вход интегратора. Интегрирование напряжения производится за два равных первых такта, вырабатываемых устройством управления.

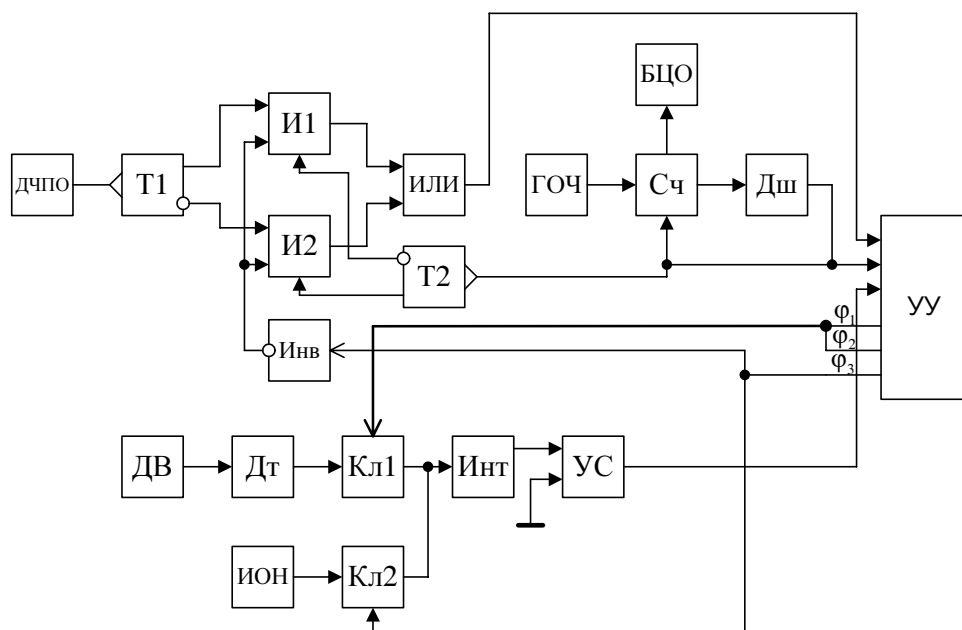


Рис. 1

Длительность интервалов времени первых двух равных тактов интегрирования кратна периоду первой помехи с частотой $\omega_{п1}$. Начало первого и второго тактов интегрирования задается схемой синхронизации. При включении источника напряжения с помощью импульса общего сброса устройства триггеры Т1, Т2 и все триггеры устройства управления устанавливаются в состояние «0». При этом на два входа трехходовой схемы совпадения И1 будут поданы сигналы «1», подготавливающие ее к срабатыванию. С приходом первого импульса с выхода датчика числа полуоборотов триггер Т1 переходит в состояние «1», и сигнал с его прямого выхода проходит через схему совпадения И1 и схему собирания ИЛИ на первый вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал ϕ_1 первого такта интегрирования. По сигналу ϕ_1 замыкается ключ КЛ1, и напряжение с выхода детектора проходит на вход интегратора, где интегрируется. Одновременно импульсы генератора опорной частоты проходят на вход счетчика импульсов до тех пор, пока не сработает дешифратор. Импульс с его выхода подается на второй вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал окончания первого такта интегрирования ϕ_1 , сбрасывает счетчик импульсов в нулевое состояние, а триггер Т2 – в состояние «1». Поэтому сигналы состояния «1» с прямого выхода триггера Т2 и с выхода инвертора подаются на два входа трехходовой схемы совпадения И2.

Второй такт интегрирования начинается при появлении первого четного импульса с выхода датчика числа полуоборотов на входе триггера Т1, который сбрасывается в состояние «0». Сигнал «1» с его инверсного выхода пройдет через схему совпадений на три входа И2 и схему собирания ИЛИ на вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал второго такта интегрирования ϕ_2 . По сигналу ϕ_2 устройством управления снова замыкается ключ КЛ1, и напряжение с выхода детектора интегрируется интегратором, а импульсы генератора опорной частоты проходят на вход счетчика импульсов Сч.

Первые два такта равны по длительности, но начало первого такта будет соответствовать появлению первого нечетного импульса и интегрированию первой положительной полуволны напряжения второй помехи $U_{п2}$, а начало второго такта – появлению первого четного импульса после окончания первого такта. Равенство длительности этих тактов и разнесение их начал импульсами с разных выходов датчика полуоборотов вращения шпинделя станка (нечетной и четной полуволн помехи) приводит к тому, что влияние каждой положительной полуволны напряжения помехи $U_{п2}$ первого такта интегрирования будет скомпенсировано влиянием соответствующих отрицательных полуволн второй помехи второго такта интегрирования. Соответственно, наоборот, каждая отрицательная полуволна напряжения помехи $U_{п2}$ первого такта интегрирования будет скомпенсирована влиянием соответствующих положительных полуволн этой помехи во время второго такта интегрирования. Недокомпенсированный остаток от некратности длительности тактов интегрирования периоду частоты второй помехи в первом такте интегрирования будет скомпенсирован остатком помехи $U_{п2}$ второго такта интегрирования. Все это приводит к полной компенсации напряжения второй помехи $U_{п2}$ за длительность первых двух тактов интегрирования.

К моменту окончания второго такта интегрирования, задаваемого кодом дешифратора напряжения частот $\omega_{п1}$ и $\omega_{п2}$, будут подавлены. Действительно, напряжение на входе интегратора:

$$U_{вх} = U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1}t + U_{п2} \sin \omega_{п2}t, \quad (1)$$

а напряжение на его выходе будет равно

$$U_{вых\ инт} = \frac{1}{\tau_{вх}} \int_0^{T_1} (U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1}t + U_{п2} \sin \omega_{п2}t) dt + \frac{1}{\tau_{вх}} \int_{T_1}^{2T_1+\Delta t} [U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1}t - U_{п2} \sin \omega_{п2}t] dt = \frac{2U_x T_1}{\tau_{вх}}, \quad (2)$$

где $\tau_{вх}$ – постоянная времени входной цепи интегратора; Δt – интервал времени между окончанием первого такта интегрирования и началом второго такта.

Напряжение сетевой помехи $\omega_{п1}$ частотой 50 Гц в каждом из первых тактов к моменту их окончания подавляется, т.к. длительность тактов T_1 кратна периоду частоты сети (20 мс). Окончание второго такта интегрирования ϕ_2 произойдет при наборе кода дешифратора, когда сигнал с его выхода повторно сбросит счетчик импульсов в нулевое состояние и переведет устройство управления в состояние ϕ_3 , соответствующее третьему такту интегрирования. По сигналу ϕ_3 отключается устройство синхронизации, размыкается ключ Кл1 и замыкается ключ Кл2. Он подсоединит к входу интегратора источник опорного напряжения ($-U_0$), который разряжает интегратор до момента срабатывания устройства сравнения УС, когда

$$\frac{2U_x T_1}{\tau_{вх}} - \frac{1}{\tau_{вх}} \int_0^{T_x} (U_0) dt = 0, \quad (3)$$

Откуда

$$T_x = \frac{2U_x T_1}{U_0} \quad (4)$$

Заполняя интервал времени T_x импульсами T_0 генератора опорной частоты, получим цифровой эквивалент N_x измеряемого напряжения:

$$N_x = \frac{T_x}{T_0} = \frac{2T_1}{U_0 T_0} U_x \quad (5)$$

На этом измерение заканчивается. Информация счетчика импульсов N_x является значением напряжения U_x , соответствующим износу режущего инструмента при полном подавлении напряжений помех, и это значение выводится на блок цифрового отсчета.

Для упрощения анализа погрешностей устройств многотактного интегрирования весь процесс анализа необходимо рассматривать как результат одновременных сравнений отдельных тактов.

При таком подходе каждый из тактов интегрирования можно анализировать на основе метода временного преобразования. Общая погрешность измерения цифровых вольтметров временного преобразования определяется нестабильностью параметров его основных функциональных узлов. Структурная схема цифрового вольтметра представлена на рисунке 2.

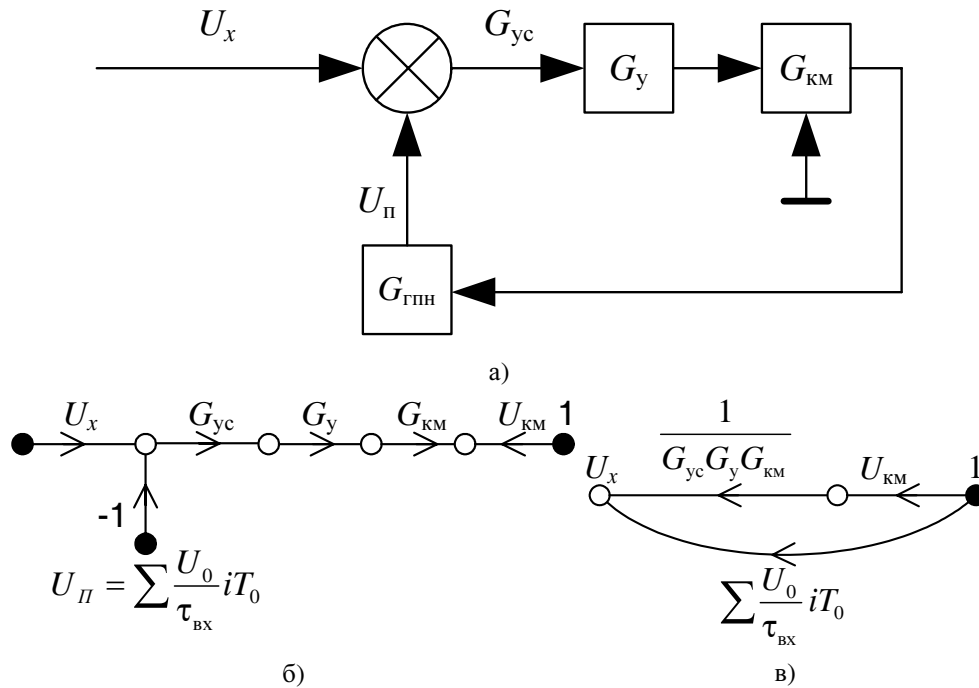


Рис. 2

На рисунке 2 G_{yc} , $G_{км}$, G_y , $G_{гпн}$ – соответственно коэффициенты передачи устройства сравнения, компаратора, усилителя и генератора пилообразного напряжения. В структурную схему цифрового вольтметра временного

преобразования входит коэффициент передачи генератора пилообразного напряжения $G_{ГПН}$. Он, исходя из структурной схемы (рис. 2,а), равен

$$G_{ГПН} = \frac{U_0}{\tau_{ВХ}} T_0, \text{ а пилообразное напряжение ГПН с учетом работы счетчика}$$

импульсов равно $U_{\Pi} = \frac{U_0}{\tau_{ВХ}} iT_0$. Здесь U_0 , T_0 , $\tau_{ВХ}$, i – соответственно образцовое

напряжение на входе интегратора ГПН, период генератора опорной частоты, постоянная времени входной цепи интегратора и текущий код счетчика импульсов.

Сигнальный граф, соответствующий структурной схеме ЦВ временно-го преобразования, представлен на рисунке 2,б. Так как интересующей величиной является измеряемое напряжение U_x , то введем единичный узел, размер которого равен 1 В, и заменим узлы (независимые источники напряжения U_0 и порог срабатывания компаратора $U_{км}$) ветвями с передачей, равной безразмерным значениям этих напряжений. Тогда, используя операции инверсии и переноса начала ветви из одного узла в другой [4], построим расширенный сигнальный граф (рис. 2,в). Он содержит два пути от истока к стоку, алгебраические дополнения которых и общий определитель равны единице, т.к. в графе Мэсона отсутствуют контуры. Из формулы Мэсона получим общее выражение связи параметров вольтметра:

$$U_x = \frac{U_0 iT_0}{\tau_{ВХ}} + \frac{U_{км}}{G_{УС} G_y G_{км}} = \frac{U_0 iT_0 G_{УС} G_y G_{км} + \tau_{ВХ} U_{км}}{\tau_{ВХ} G_{УС} G_y G_{км}}. \quad (6)$$

Из данного выражения видно, что оно представляет собой дробно-линейную функцию семи параметров, и общая погрешность измерения является суммой частных составляющих нестабильностей этих параметров:

$$\begin{aligned} \delta U_x &= \delta U_x \delta T_0 + \delta U_x \delta \tau_{ВХ} + \delta U_x \delta U_{км} + \delta U_0 \delta U_0 + \\ &+ \delta U_x \delta G_{УС} + \delta U_x \delta G_y + \delta U_x \delta G_{км} = \\ &= S_{T_0} \delta T_0 + S_{\tau_{ВХ}} \delta \tau_{ВХ} + S_{U_{км}} \delta U_{км} + S_{U_0} U_0 + \\ &+ S_{G_{УС}} \delta U_x \delta G_{УС} + S_{G_y} \delta U_x \delta G_y + S_{G_{км}} \delta U_x \delta G_{км}. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь $\delta U_x \delta T_0$, $\delta U_x \delta \tau_{ВХ}$, $\delta U_x \delta U_{км}$, $\delta U_x \delta U_0$, $\delta U_x \delta G_{УС}$, $\delta U_x \delta G_y$, $\delta U_x \delta G_{км}$ – соответственно относительные погрешности измеряемого напряжения от нестабильностей генератора опорной частоты, постоянной времени входной цепи интегратора, компаратора, опорного напряжения, коэффициентов передачи устройства сравнения, усилителя и компаратора; S_{T_0} и δT_0 , $S_{\tau_{ВХ}}$ и $\delta \tau_{ВХ}$, $U_{км}$ и $\delta U_{км}$, S_{U_0} и δU_0 , $S_{G_{УС}}$ и $\delta G_{УС}$, S_{G_y} и δG_y , $S_{G_{км}}$ и $\delta G_{км}$ – соответственно весовые коэффициенты погрешностей и относительные погрешности от нестабильностей частоты опорного генератора, постоянной времени входной цепи интегратора, напряжения срабатывания компаратора и напряжения опорного источника, коэффициентов передачи устройства сравнения, усилителя и компаратора.

В обобщенном виде коэффициент передачи дробно-линейной функции через передачу текущей ветви графа g_i имеет вид

$$G = \frac{ag_i + b}{cg_i + d}, \quad (8)$$

где a и c – коэффициенты передачи ветви g_i ; b и d – свободные члены.

Определим влияние нестабильностей параметров g_i на нестабильность функции передачи графа G :

$$\delta G_{\delta g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{\Delta g_i}{G} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i \delta g_i}{G g_i} = S_{g_i} \delta g_i, \quad (9)$$

где относительная погрешность коэффициента передачи параметра $\delta g_i = \Delta g_i (g_i)^{-1}$; $S_{g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i}{G}$ – весовой коэффициент параметра g_i , значение которого показывает, с каким весом учитывается его относительная погрешность δg_i в общей относительной погрешности передачи графа δG (значение измеренного напряжения U_x).

Из выражения (9) видно, что весовой коэффициент погрешности ветви графа g_i равен

$$S_{g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i}{G}. \quad (10)$$

Определение значений весовых коэффициентов частных составляющих погрешностей средств измерений представляет собой сложную задачу по нахождению частных производных функции связи параметров устройств по выбранным параметрам, деления их на значение функции связи параметров и умножения на искомый параметр. Прделав эти операции над обобщенным графом Мэсона, соответствующим обобщенной функции связи параметров СИ, можно получить простую и удобную для инженерных расчетов методику определения значений весовых коэффициентов. Так как для широкого класса цифровых приборов обобщенная функция связи параметров имеет вид дробно-линейной функции передачи G графа, то подставим ее значение (8) в (10) и получим

$$S_{g_i} = \frac{(ad - bc)g_i}{(ag_i + b)(cg_i + d)}. \quad (11)$$

Из данного общего случая определения весового коэффициента передачи ветви g_i сигнального графа Мэсона получим значения частных случаев, когда равен нулю один или два из коэффициентов функции G передачи графа:

$$\text{если } a = 0, \text{ то } G = \frac{b}{cg_i + d}; S_{g_i} = -\left(1 + \frac{d}{cg_i}\right)^{-1}; \quad (12)$$

$$\text{если } b = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i}{cg_i + d}; S_{g_i} = \left(1 + \frac{cg_i}{d}\right)^{-1}; \quad (13)$$

$$\text{если } c = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i + b}{d}; S_{g_i} = \left(1 + \frac{b}{ag_i}\right)^{-1}; \quad (14)$$

$$\text{если } d = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i + b}{cg_i}; S_{g_i} = -\left(1 + \frac{ag_i}{b}\right)^{-1}; \quad (15)$$

$$\text{если } b = 0 \text{ и } c = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i}{d}; S_{g_i} = 1; \quad (16)$$

$$\text{если } a = 0 \text{ и } d = 0, \text{ то } G = \frac{b}{cg_i}; S_{g_i} = -1. \quad (17)$$

Применим данную методику для анализа погрешностей цифрового вольтметра временного преобразования. Из анализа выражения (6) видно, что оно является частным случаем дробно-линейной функции (8), когда один из параметров ее знаменателя равен нулю. Так, для параметров $g_i = \tau_{\text{вх}}, G_{\text{ус}}, G_y, G_{\text{км}}$ коэффициент $d = 0$ и весовые коэффициенты передачи ветви g_i будут определяться выражением (15), аналогично для параметров $g_i = U_0, T_0, U_{\text{км}}$ коэффициент $c = 0$ и весовые коэффициенты передачи ветви g_i будут определяться выражением (14). Тогда получим

$$\delta U_x = \frac{\delta T_0 + \delta U_0 - \delta \tau_{\text{вх}}}{1 + \frac{U_{\text{км}} \tau_{\text{вх}}}{G_{\text{ус}} G_y G_{\text{км}} U_0 T_0 i}} + \frac{\delta U_{\text{ус}} - \delta U_{\text{км}} + \delta U_y}{1 + \frac{U_0 i T_0 G_{\text{ус}} G_y G_{\text{км}}}{U_{\text{км}} \tau_{\text{вх}}}}. \quad (18)$$

Анализ выражения (18) позволяет определить требования к коэффициентам передачи основных функциональных узлов цифрового вольтметра временного преобразования. Учитывая, что значения коэффициента усиления операционного усилителя $G_y = 10^3 - 10^6$, а для компаратора $G_{\text{км}} = 10^3$, то в зависимости от положения этих параметров в числителе или знаменателе выражения весовых коэффициентов S_{g_i} передач ветвей g_i могут иметь очень маленькие значения или значения, близкие к единице. В последнем случае требования к стабильности данных параметров будут очень жесткие, как к образцовым мерам. Так, для параметров T_0, U_0 и $\tau_{\text{вх}}$ значение $S_{g_i} \approx 1$, а для параметров $U_{\text{ус}}, U_{\text{км}}, U_y$ значение $S_{g_i} \ll 1$.

Результатом третьего такта интегрирования является получение цифрового эквивалента измеряемого напряжения, пропорционального значению износа режущего инструмента. Выражение функции связи параметров (6) показывает, что, пренебрегая нестабильностью порога срабатывания компаратора $U_{\text{км}} = 0$ в виду его малости, его можно привести к выражению (3). Действительно, использование одного и то же интегратора во всех трех тактах измерения приводит к тому, что результат измерения не зависит от напряжений частот помех $\omega_{\text{п1}}$ и $\omega_{\text{п2}}$, от нестабильностей постоянной времени интегратора $\tau_{\text{вх}}$, коэффициента передачи интегратора k и периода генератора опорной частоты T_0 , т.к. $T_1 = i_{\text{max}} T_0$ (i_{max} – значение кода дешифратора). Таким образом, погрешность измерения определяется только нестабильностью источника опорного напряжения U_0 .

Кроме разработки структурной схемы устройства трехтактного интегрирования и анализа его погрешностей большое значение имеет разработка его структурной схемы алгоритма (ССА) измерения, которая является математической моделью средства измерения. Использование ССА измерений позволяет при помощи персональной ЭВМ оценить на ранней стадии проектирования метрологические характеристики проектируемых устройств [5].

Структурная схема алгоритма измерений устройства трехтактного интегрирования приведена на рисунке 3.

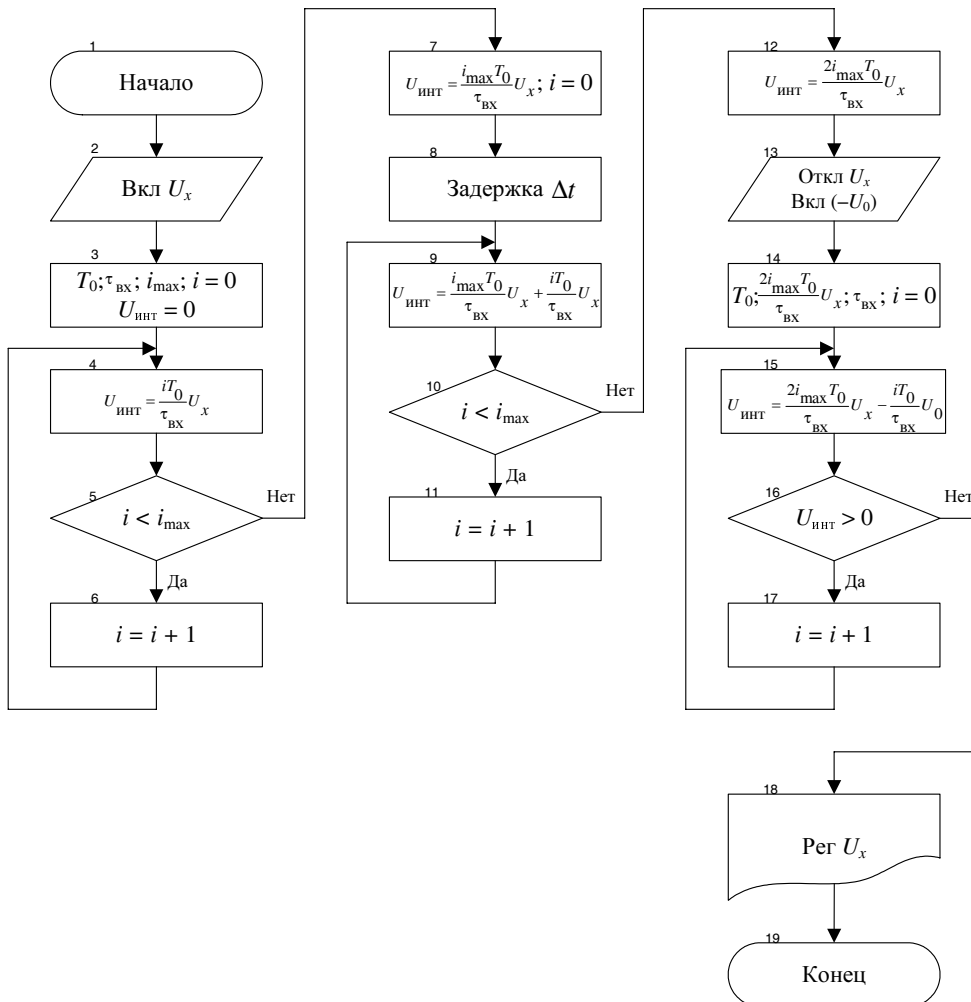


Рис. 3

Из рисунка 3 видно, что весь процесс измерений состоит из трех последовательных тактов. Здесь операторы 2, 8 и 13 – операторы действия. Операторы 3, 7, 12 соответствуют вводу исходных данных. Так, оператор 3 отображает наличие в устройстве следующих основных узлов: генератора опорной частоты, период которого равен T_0 , счетчика импульсов, емкость которого равна i_{\max} , и интегратора с постоянной времени входной цепи $\tau_{\text{вх}} = RC$. Кроме этого, операторы 3, 7, 12 отображают значения начальных условий. Так, счетчик импульсов перед началом любого из трех тактов интегрирова-

ния обнуляется, а напряжение на выходе интегратора обнуляется только перед началом первого такта интегрирования (оператор 3). Операторы 7, 12 отображают хранение интегратором значений напряжений окончания соответственно первого и второго тактов интегрирования. Операторы 4, 9 отражают процесс заряда интегратора от входного напряжения в первом и втором тактах интегрирования. Работа оператора 15 в третьем такте интегрирования указывает на процесс разряда интегратора опорным напряжением, а логические операторы 5 и 10 соответствуют работе дешифратора. Логический оператор 16 отображает работу устройства сравнения, а операторы 6, 11 и 17 – работу счетчика соответственно в первом, втором и третьем тактах интегрирования. И, наконец, оператор 18 регистрирует значение износа режущего инструмента в конце третьего такта интегрирования.

Временная диаграмма работы устройства трехтактного интегрирования входного сигнала представлена на рисунке 4.

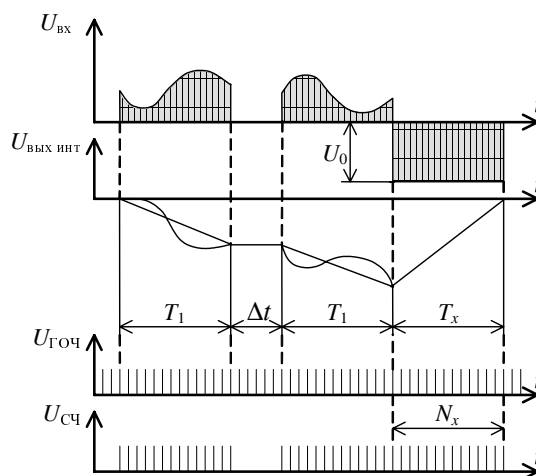


Рис. 4

Первые два графика диаграммы показывают работу аналоговой части устройства (напряжение на входе и выходе интегратора), а два последующих графика отражают работу цифровой части устройства (генератор опорной частоты и счетчик импульсов).

Как видно из временной диаграммы, за время двух тактов интегрирования общей длительности $2T_1$ будут полностью подавлены напряжения частот $\omega_{п1}$ и $\omega_{п2}$, а вольт-секундные площади равны $U_0 T_x = 2U_x T_1$.

Применение метода активного косвенного контроля на основе устройства трехтактного интегрирования позволило получить высокую точность измерения степени износа инструмента и соответствующего размера детали приборостроения. Производственные испытания устройства на универсальном станке 16К20 показали, что погрешность измерения износа не превышает 15–20 мкм.

Список литературы

1. **Белолапотков, Д. А.** Повышение точности активного контроля размеров деталей в процессе изготовления / Д. А. Белолапотков, И. Р. Добровинский, Ю. Т. Медведик // Мир измерений. – 2007. – № 7. – С. 43–46.

2. **Добровинский, И. Р.** Проектирование ИИС для измерения параметров электрических цепей / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – М. : Энергоатомиздат, 1997. – 120 с.
3. Пат. 2263300 Российская Федерация. Устройство для измерения износа режущего инструмента. // Белолапотков Д. А., Добровинский И. Р., Медведик Ю. Т., Чувыкин Б. В. – 2004, БИ. № 30.
4. **Мэзон, С.** Электронные цепи, сигналы и системы / С. Мэзон, Г. Циммерман. – М. : Из-во ИЛ, 1963. – 619 с.
5. **Добровинский, И. Р.** Проектирование цифровых вольтметров параллельно-последовательного уравнивания / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – Саратов : Изд-во Саратов. гос. ун-та, 1990. – 140 с.