

В. П. КИРЬЯНОВ,  
И. Ф. КЛИСТОРИН, И. И. КОРШЕВЕР, П. М. ЦАПЕНКО  
(Новосибирск)

**ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК  
ПЕРИОДИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ  
ВО ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ, ч. 1\***

В данной работе представлено дальнейшее развитие основных идей, изложенных в [1, 2], существом которых является распространение цифровых методов измерения и обработки на сам процесс получения интегральных характеристик периодических напряжений (ИХПН) произвольной формы. Полученные в [2] алгоритмы определения ИХПН здесь модифицируются с точки зрения реализации их в устройствах, преобразующих соответствующие ИХПН во временной интервал — в форму измерительной информации, наиболее удобную для цифрового представления. Известно, что цифровое представление временных интервалов в основном осуществляется путем промежуточного преобразования в напряжение, прямого счета и преобразования масштаба времени [3]. Аналогично этому методы преобразования ИХПН во временной интервал могут быть реализованы в интегрирующих преобразователях двухтактного действия, время-импульсных и нониусных преобразователях. Соответствие технических методов аналитическим, установленное в работе, достаточно условно и отражает лишь их наиболее характерное применение.

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИХПН ДВУХТАКТНОГО ДЕЙСТВИЯ**

Интегральные характеристики периодических напряжений — средняя мощность, действующее, средневыпрямленное и среднее значения — рассматриваются нами как частные случаи обобщенного интегрального функционального преобразования (ИФП) вида

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) u_2(t) dt. \quad (1)$$

Интегральные преобразования типа (1) широко распространены в практике измерения параметров случайных процессов [4]. Так же, как и при

\* Материал доложен на IX Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1968 года в Новосибирске и представлен в двух частях: ч. 1 посвящена преобразователям ИХПН двухтактного действия, ч. 2 — время-импульсным преобразователям ИХПН.

построении системы аналитических методов определения ИХПН [2], воспользуемся аппаратом интегрирования по Стильтесу, чтобы представить интеграл (1) в виде более простого интеграла

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_{s_2(0)}^{s_2(T)} u_1(t) ds_2(t) = \frac{1}{T} \int_{s_1(t)}^{s_1(T)} u_2(t) ds_1(t). \quad (2)$$

Однако при этом возникает необходимость в искусственном формировании независимой переменной  $s(t)$  таким образом, чтобы она, в свою очередь, являлась функцией от временного аргумента  $t$ , выступающего здесь параметром [5]:

$$\begin{cases} ds_1(t) = u_1(t) dt; \\ ds_2(t) = u_2(t) dt; \end{cases} \quad (2a)$$

$$\begin{cases} s_1(t) = \int_0^t u_1(t) dt; \\ s_2(t) = \int_0^t u_2(t) dt. \end{cases} \quad (2б)$$

Так как для периодического процесса  $s(0) = s(T)$ , то интеграл (2) есть криволинейный интеграл, взятый по контуру  $l$  функции  $u(s)$  [или  $s(u)$ ] [6] (рис. 1):

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_l u(s) ds = \frac{1}{T} \int_l s(u) du. \quad (2в)$$

Очевидно, что интеграл (2в) соответствует площади, ограниченной этим контуром, и вычисляется как определенный интеграл в пределах  $[s_{\min}(t), s_{\max}(t)]$  или  $[u_{\min}(t), u_{\max}(t)]$ , ограничивающих область существования функции  $u(s)[s(u)]$ , с учетом направления интегрирования по контуру\*:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \frac{1}{T} \int_{s_{\min}(t)}^{s_{\max}(t)} u[s(t)] ds(t) - \frac{1}{T} \int_{s_{\max}(t)}^{s_{\min}(t)} u[s(t)] ds(t) = \\ &= \frac{1}{T} \int_{u_{\min}(t)}^{u_{\max}(t)} s(u) du - \frac{1}{T} \int_{u_{\max}(t)}^{u_{\min}(t)} s(u) du. \end{aligned} \quad (2г)$$

Возможность такого подхода к решению задачи ИФП и определенные преимущества представления (1) в форме интеграла Стильтеса такие, как отсутствие в явном виде операции перемножения двух периодических напряжений, продемонстрируем на примере двух синусоидальных сигналов, сдвинутых относительно друг друга на угол  $\varphi_0$ . Пусть

$$u_1(t) = u_{m_1} \sin \omega t; \quad u_2(t) = u_{m_2} \sin(\omega t + \varphi_0).$$

Тогда функция  $u_1 = f(s_2)$ , заданная в параметрической форме, имеет вид

$$\begin{cases} u_1(t) = u_{m_1} \sin \omega t; \\ s_2(t) = -\frac{u_{m_2}}{\omega} [\cos \varphi_0 - \cos(\omega t + \varphi_0)]. \end{cases}$$

\* Выражение (2г) справедливо для случая, когда контур  $l$  пересекается с любой прямой, проведенной через область определения функций  $u(s)$ , не более двух раз. Все изложенное ниже справедливо для любого числа таких пересечений [6].

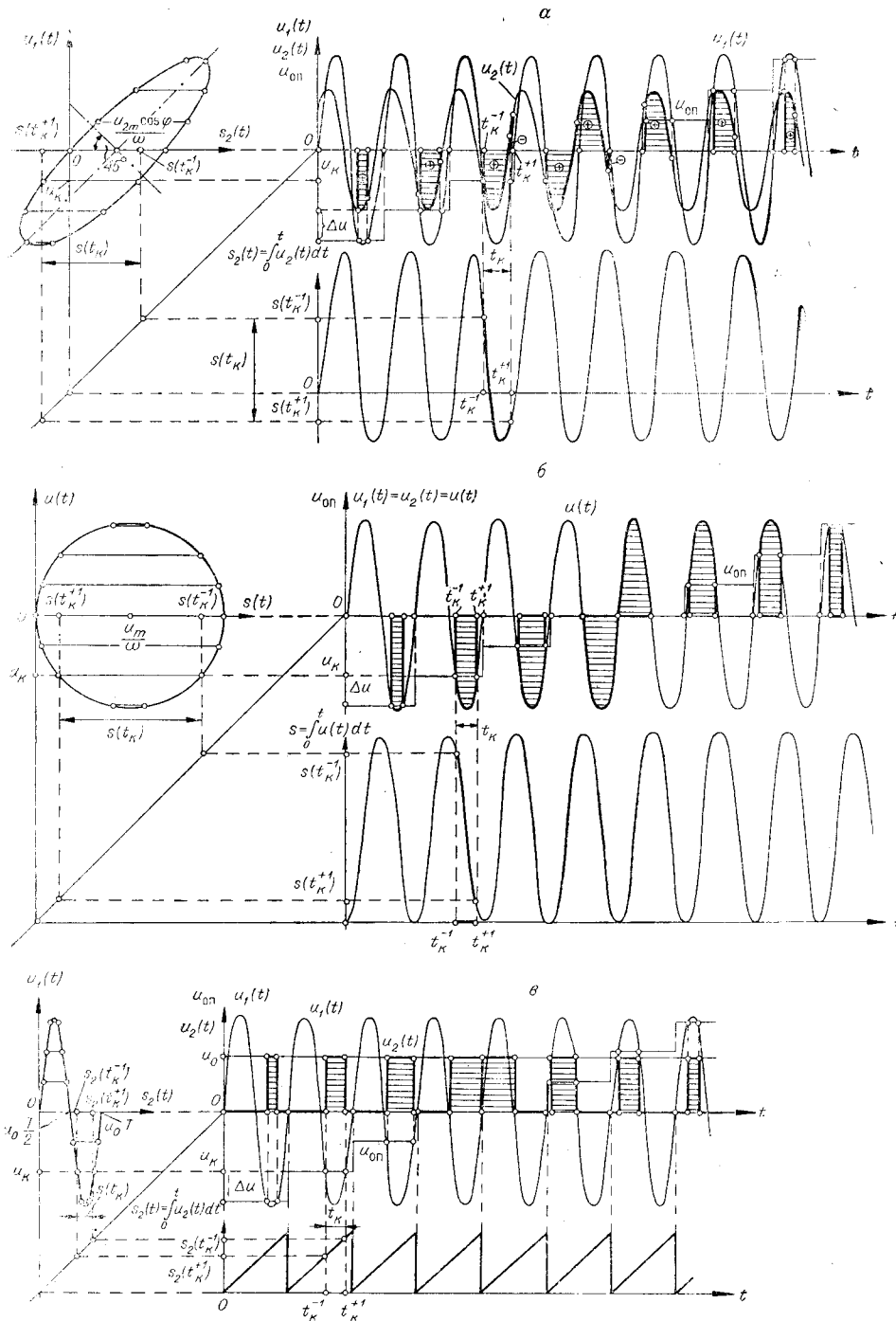


Рис. 1.

Исключив параметр, получим уравнение эллипса, канонический вид которого определяется выражением

$$\left(\frac{\bar{u}}{u_{m_1}}\right)^2 + \left(\frac{\bar{s}_2 \omega}{u_{m_2}}\right)^2 = 1.$$

Центр эллипса находится в точке  $(u_1 = 0, s = \frac{u_{m_2} \cos \varphi_0}{\omega})$ , а большая полуось повернута на угол  $45^\circ$ . Если при вычислении площади эллипса в качестве независимой переменной взята переменная  $s(t)$ , то интеграл (1) может быть представлен

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \sum_{s=s_0}^{s_n} u(s) \Delta s.$$

Не останавливаясь более подробно на исследовании этого алгоритма, отметим, что он приводит лишь к известному способу перемножения с помощью частотно-импульсной модуляции [7].

Если же использовать в этом случае в качестве независимой переменной  $u(t)$ , то применение аппарата интегрирования по Стильтесу открывает ряд новых возможностей. Интеграл (1) при этом принимает вид

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \sum_{k=-m}^n s[t(u_k)] \Delta u_k \text{sign } u_k.$$

где  $\text{sign } u_k$  — знак временно фиксируемого уровня напряжения — учитывает направление интегрирования по контуру в выражении (2в) при его представлении в виде конечной суммы.

Если при этом независимо изменяющемуся уровню напряжения придаются равные приращения  $\Delta u_k = \text{const}$ , то

$$u_{\text{вых}} = \frac{\Delta u}{T} \sum_{k=-m}^n s[t(u_k)] \text{sign } u_k. \quad (3)$$

Каждый элемент интегральной суммы (3), согласно построению (см. рис. 1, а, б, в), есть элемент площади под функцией второго (неквантуемого) сомножителя:

$$s[t(u_k)] = \int_{t^{-1}(u_k)}^{t^{+1}(u_k)} u_2(t) dt, \quad (3a)$$

при этом пределы интегрирования  $[t^{-1}(u_k), t^{+1}(u_k)]$  определяются выражением\*

$$u_k = f(t_k^{\pm 1}) \text{ или } t_k^{\pm 1} = \varphi(u_k),$$

\* Очевидно, решение этого уравнения в общем случае неоднозначно, причем количество решений определяется числом пересечений сигналом уровня  $u_k$ . Число этих решений всегда четно:

$$u_k = f(t_k^{\pm m}) \text{ или } t_k^{\pm m} = \varphi(u_k).$$

Приведенные на рис. 1 синусоидальные функции дают во всем своем амплитудном диапазоне два пересечения ( $m=1$ ).

где индексом «-1» обозначен момент, в который первый сомножитель начинает превышать по модулю уровень  $u_k$ , а индексом «+1» — соответственно момент, когда он становится ниже уровня  $u_k$ :

$$\left. \frac{d|u(t)|}{dt} \right|_{t^{-1}(u_k)} > 0; \quad \left. \frac{d|u(t)|}{dt} \right|_{t^{+1}(u_k)} < 0.$$

Таким образом, реализация алгоритма (3) подразумевает сравнение одного из сомножителей со всеми значениями опорного напряжения  $u_k$ , в результате сравнения производится выделение моментов  $t^{\pm 1}(u_k)$ ; в интервале времени, определяемом ими, производится интегрирование второго сомножителя; сумма интегралов, полученных таким образом и учитываемых при суммировании со знаком  $u_k$ , является результатом интегрального функционального преобразования (ИФП).

Если опорное напряжение квантовано и для решения задачи ИФП необходимо малое число уровней квантования (квантованных значений опорного напряжения), то сравнение одного из сомножителей со шкалой квантования можно осуществить одновременно по всем квантованным значениям  $u_k$  (коррелятор Стилтеса [8]). Для периодических процессов, где для достижения заданной точности необходимо, как правило, гораздо большее число уровней квантования, более оправдан перебор всех квантованных значений  $u_k$ , осуществляемый последовательно во времени и синхронизируемый началом нового периода квантуемого периодического напряжения [9].

На рис. 1, а изображены эпюры, иллюстрирующие процесс ИФП при последовательном переборе квантованных значений  $u_k$ . Здесь квантованию подвергается сигнал  $u_1(t)$ , а интегрированию — сигнал  $u_2(t)$ . Участки сигнала  $u_2(t)$ , подвергаемые интегрированию, заштрихованы и указаны со знаками, с которыми они учитываются в интегральной сумме.

Все частные случаи ИХПН легко получаются из этого общего алгоритма. Действительно, если сигнал  $u_1(t)$  пропорционален напряжению в измеряемой цепи, а сигнал  $u_2(t)$  — току в ней, то результат ИФП пропорционален средней мощности периодического напряжения:

$$u_{\text{вых}} \equiv P = \frac{\Delta u}{T} \sum_{k=-m}^n s[t(u_k)] \text{sign } u_k = \frac{\Delta i}{T} \sum_{p=-m}^n s[t(i_p)] \text{sign } i_p. \quad (4)$$

Если же сигналы  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  равны между собой и пропорциональны напряжению в измеряемой цепи, то результат ИФП пропорционален квадрату действующего значения:

$$u_{\text{вых}} = U^2 = \frac{\Delta u}{T} \sum_{k=-m}^n |s[t(u_k)]|. \quad (5)$$

Пусть  $u_1(t) = u_2(t) = u_m \sin \omega t$ ; тогда эллипс  $u(s)$  (см. рис. 1, а) обращается в окружность (см. рис. 1, б), а элементы интегральной суммы  $s[t(u_k)]$  всегда учитываются со знаком «+» и являются результатом интегрирования самого сигнала  $u(t)$  в пределах  $[t_k^{-1}(u_k), t_k^{+1}(u_k)]$ , определяемых путем сравнения его с опорным напряжением  $u_k$ .

Если сигнал  $u_1(t)$  пропорционален напряжению в измеряемой цепи, а сигнал  $u_2(t)$  пропорционален некоторому постоянному напряжению, то результат ИФП пропорционален среднему значению (см. рис. 1, в).

При этом, если суммирование производится с учетом знака  $u_k$ , то результат — истинное среднее значение:

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{ср. ист}} = \frac{\Delta u}{T} \sum_{k=-m}^n s[t(u_k)] \text{sign } u_k; \quad (6a)$$

если же суммировать по модулю, то результат — средневыврямленное значение переменного напряжения:

$$u_{\text{вых}} \equiv U_{\text{ср. вып}} = \frac{\Delta u}{T} \sum_{k=-m}^n |s[t(u_k)]|. \quad (6б)$$

Однако даже при последовательном переборе квантованных значений шкалы реализация алгоритма (3) наталкивается на ряд технических трудностей: это и выделение периода сигнала, у которого число переходов через нулевой уровень не известно заранее, и частотозависимость коэффициента пропорциональности  $\frac{\Delta u}{T} = \beta$  при фиксированном шаге квантования  $\Delta u$ . Эти трудности можно устранить, воспользовавшись шкалой, шаг квантования которой пропорционален периоду:

$$\Delta u = \beta T. \quad (7a)$$

Формирование такой шкалы для каждой частоты сигнала было бы, безусловно, технически нерационально, но, оказывается, в этом нет необходимости. Действительно, осуществим предельный переход, справедливый при бесконечном увеличении числа шагов квантования сигнала в его динамическом диапазоне, так, чтобы была зафиксирована величина  $\beta$ , а не  $\Delta u$ . При этом период играет роль равномерного приращения временного аргумента:

$$\lim_{\substack{\Delta u \rightarrow 0 \\ T \rightarrow 0}} \frac{\Delta u}{T} = \lim_{\substack{\Delta u \rightarrow 0 \\ \Delta t \rightarrow 0}} \frac{\Delta u}{\Delta t} \rightarrow \frac{du}{dt} = \beta. \quad (7б)$$

Полученная в дифференциальной форме вырожденная непрерывная шкала есть линейно изменяющееся опорное напряжение с угловым коэффициентом  $\beta$ , период повторения которого в динамическом диапазоне сигнала во много раз превышает его период (рис. 2):

$$u_{\text{оп}} = \beta t + c = \beta t + u_0. \quad (7в)$$

Коэффициент пропорциональности  $\beta = \frac{\Delta u}{T}$  в выражении (3) в этом случае совпадает с углом наклона опорного напряжения (см. рис. 2), являющимся конструктивным, а следовательно, частотонезависимым параметром. При этом соблюдение условия (7a) осуществляется за счет нарастания опорного напряжения за время периода на величину, ему пропорциональную. Общее же число таких шагов квантования в диапазоне изменения мгновенных значений сигнала определяется числом пересечений сигнала с опорным напряжением и, в конечном счете, оценивает степень справедливости предельного перехода (7в), а следовательно, методическую погрешность определения данной ИХПН.

Следует отметить, что медленно изменяющееся линейное опорное напряжение используется в практике построения распределения случайных процессов [10, 11]. Для нахождения же ИХПН такой метод, насколько нам известно, не применялся.

На рис. 2 приведена блок-схема ваттметра, в которой реализуется изложенный метод [12]. Противофазные выходы устройства сравне-

ния УС коммутируют входные цепи интегратора, так что когда линейно изменяющееся напряжение, поступающее с выхода генератора Г и усиленное до ограничения усилителями УО<sub>+</sub> и УО<sub>-</sub> положительно, то ток интегрируется в нулевой фазе, а когда отрицательно — в противофазе (ФИ — фазоинвертор). В течение второго полупериода работы ваттметра, задаваемого управляющим триггером УТ, вместо токового сигнала ко входу интегратора подключается источник постоянного опорного напряжения (см. рис. 2, б) полярности, обеспечивающей разряд напряжения

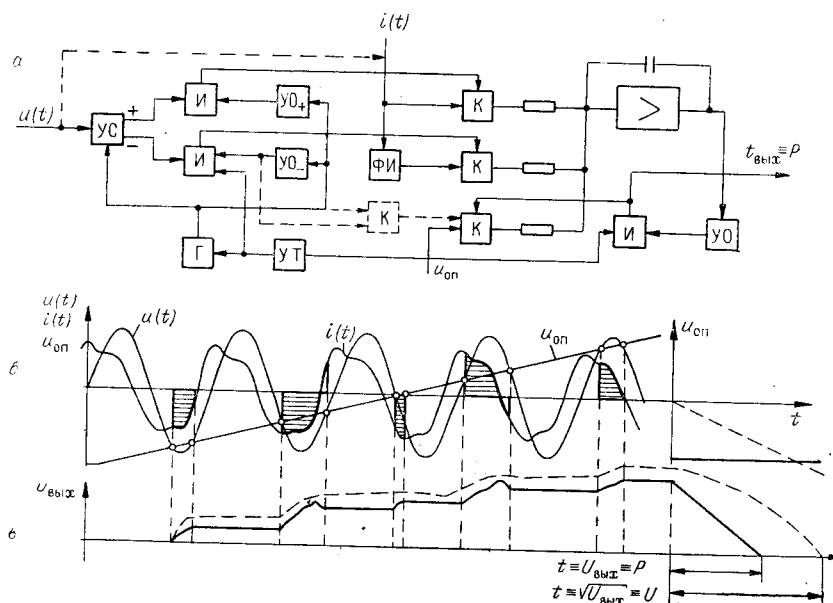


Рис. 2.

на интеграторе, накопленного к концу первого полупериода. Время существования однополярного сигнала на выходе интегратора, отсчитанное от момента начала второго полупериода, пропорционально мощности (см. рис. 2, в).

Если соединить в описанной блок-схеме токовый и потенциальный входы, то выходной временной интервал пропорционален квадрату действующего значения. Чтобы получить линейную зависимость выходного параметра от действующего значения, необходимо в течение второго полупериода подключить ко входу интегратора не постоянное, а линейно падающее напряжение с генератора «Г» на время, когда оно отрицательно. Действительно, интегрируя напряжение  $u = -\beta(t - t_0)$ , получим

$$u_{\text{вых}} = U^2 - \int_{t_0}^t \beta t dt = U^2 - \frac{\beta(t - t_0)^2}{2} = 0; \quad t - t_0 = U \sqrt{\frac{2}{\beta}}$$

Этот метод преобразования действующего значения во временной интервал назовем методом модулирования сигнала опорным напряжением. На рис. 2, а штрихами обозначены связи, обеспечивающие получение действующего значения, на рис. 2, б — используемое при этом опорное напряжение, на рис. 2, в — получаемое при этом на выходе интегратора напряжение, имеющее вид параболы с вершиной в точке  $(U^2, t_0)$ .

Другие алгоритмы получения действующего значения [2] также модифицируются с помощью линейно изменяющегося опорного напряжения до сравнительно простой технической реализации. Алгоритм (13) (см. [2]), предполагающий для получения квадрата действующего значения суммирование площадей, находящихся под временно фиксируемым уровнем независимо изменяющегося опорного напряжения в интервале превышения его сигналом (см. рис. 7, а [2]), реализован в устройстве, приведенном на рис. 3 [13]. Для упрощения устройства сиг-

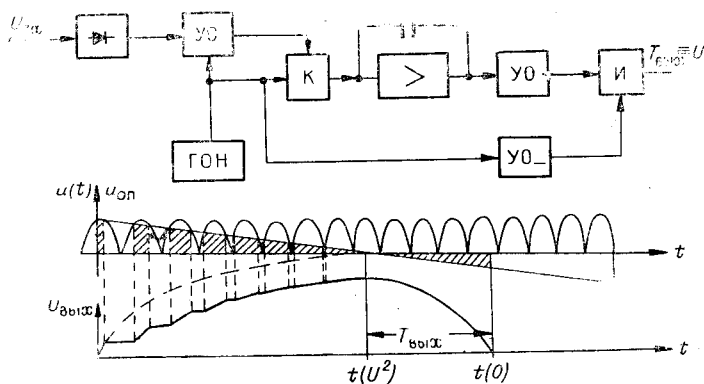


Рис. 3.

нал в нем предварительно протестирован, хотя принципиальной необходимости в этом здесь нет. Выходное напряжение интегратора имеет форму параболы, составленной из частей, вырезанных устройством сравнения, в течение первого полуцикла работы прибора (штрихами обозначена ветвь параболы в том виде, какой она имела бы при интегрировании немодулированного опорного напряжения). В течение второго полуцикла напряжение на выходе интегратора снижается по параболическому закону, так что если вершине параболы соответствует напряжение  $U_{\text{вых}} \equiv U^2$ , то  $t(0) - t(U^2) \equiv U$ . Условимся в дальнейшем называть этот метод методом модулирования опорного напряжения сигналом.

На рис. 4 приведена реализация алгоритма (14) (см. [2]), в котором суммируются площади под сигналом и над опорным напряжением (см. рис. 7, б [2]). Метод получения действующего значения по алгоритму (14) назовем методом детектирования сигнала опорным напряжением.

Для упрощения устройства и его описания сигнал предварительно протестирован. Протестированный сигнал суммируется с линейно изменяющимся опорным напряжением отрицательной полярности, если результат детектирования положительной полярности, и положительной полярности, если результат детектирования отрицательной полярности. Часть суммарного напряжения, обладающая полярностью детектированного сигнала, интегрируется (см. рис. 4). Во втором такте работы на вход интегратора поступает только само опорное напряжение, которое уменьшает выходное напряжение интегратора до нуля. Время уменьшения выходного напряжения от начального значения, пропорционального  $U^2$ , до нуля пропорционально действующему значению входного напряжения [14].

На рис. 5 приведена блок-схема устройства, преобразующего средневывпрямленное значение периодического напряжения во временной



интервал, и эпюры, поясняющие его работу. В течение первого такта вход интегратора подключен к источнику постоянного напряжения, например положительной полярности, и коммутируется выходным сигналом устройства сравнения. На втором такте вход интегратора подключен к источнику напряжения противоположной (отрицательной) по-

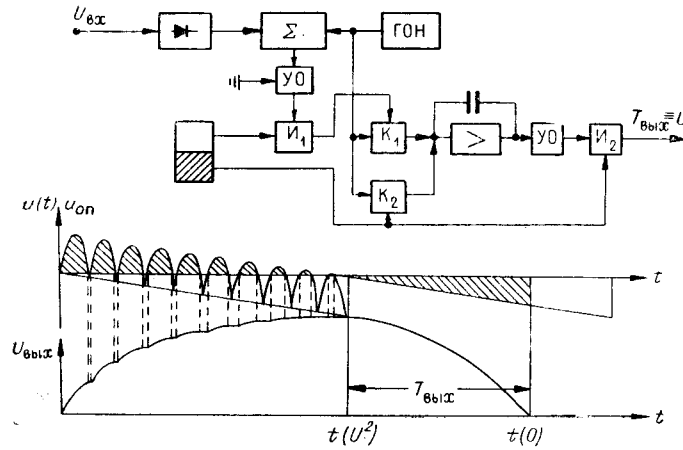


Рис. 4.

лярности. В остальном работа этого преобразователя аналогична работе преобразователей  $U$  и  $P$ , описанным выше.

Обращает на себя внимание единство принципов действия рассмотренных преобразователей не только между собой, но и с получившими

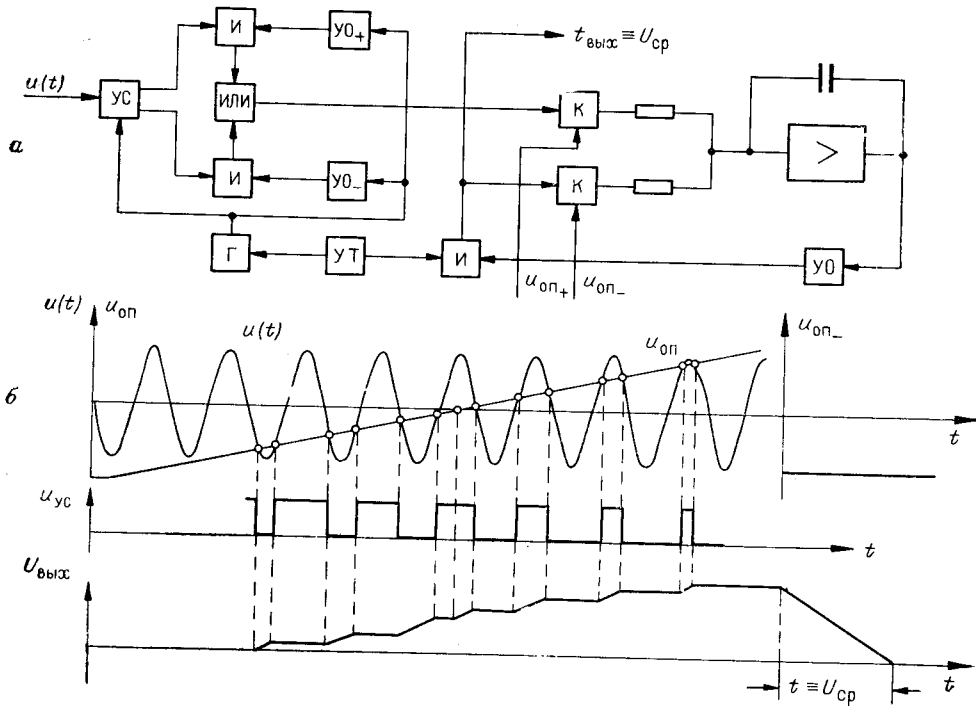


Рис. 5.

очень широкое распространение при измерении напряжений постоянно-го тока цифровыми интегрирующими устройствами двухтактного действия [15]. Известные преимущества цифровых интегрирующих устройств двухтактного действия на постоянном токе, ныне широко используемые, в значительной степени распространяются на рассмотренные выше двухтактные преобразователи ИХПН. Это позволяет считать нам, что изложенные методы являются, по сути дела, распространением известного принципа двухтактного интегрирования на постоянном токе в область измерения на переменном токе. Специфической особенностью метода двухтактного интегрирования на переменном токе является своеобразная модуляция входного сигнала интегрирующего элемента с помощью опорного линейно изменяющегося напряжения. Причем для некоторых алгоритмов определения ИХПН [например, (4)—(6)] устранение модуляции входного сигнала интегратора эквивалентно переходу на измерение напряжений постоянного тока на фоне помех по известной схеме Аммана [15].

Таким образом, изложенные методы позволяют решать не только достаточно широкий круг задач в области измерений на переменном токе, но и при соответствующем подборе алгоритмов определения ИХПН строить универсальные интегрирующие приборы двухтактного действия, способные измерять кроме напряжений постоянного тока на фоне помех среднюю мощность, действующее и средневыпрямленное значения периодических напряжений произвольной формы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. И. Ф. Клисторин, И. И. Коршевер. Определение интегральных характеристик напряжений произвольной формы путем обработки результатов измерения мгновенных значений.— *Автоматрия*, 1966, № 2.
2. И. Ф. Клисторин, И. И. Коршевер. Методы определения интегральных характеристик переменных напряжений путем обработки их мгновенных значений.— *Автоматрия*, 1967, № 2.
3. Е. И. Рехин, А. А. Курашов, П. С. Чернов. Измерение интервалов времени в экспериментальной физике. М., Атомиздат, 1967.
4. Электрические методы автоматического контроля. Под ред. К. Б. Карандесва. М.—Л., «Энергия», 1965.
5. В. И. Смирнов. Курс высшей математики, т. V, гл. 1. М., Физматгиз, 1959.
6. В. И. Смирнов. Курс высшей математики, т. II, гл. 3, § 7. М., Физматгиз, 1958.
7. Л. А. Баранов. Исследование частотно-импульсных преобразователей (датчиков) мощности. Автореф. канд. дисс. М., 1966.
8. D. G. Watts. A General Theory of Amplitude Quantization with Application to Correlation Determination. The Institute of Electrical Engineering. Monograph. № 481N, Nov. 1961.— Перевод: Автоматика, 1963, № 1.
9. F. Deist, R. Kitai. Digital Transfer Voltmeters; Principles and Error Characteristics.— *Proc. IEE*, 1963, v. 110, № 10, 1887—1904. Реферат: Экспресс-информация, КИТ, 1964, № 3.
10. Р. А. Валитов, К. И. Палатов, А. Е. Черный. Метод измерения основных характеристик функциональных сигналов. Харьков, Изд-во ХГУ, 1961.
11. M. Germap Lloid. Вычислительное устройство для построения кривых распределения. Патент США, класс 340—345, № 3140477.
12. А. М. Ковалев, И. И. Коршевер, П. М. Чапенко. Способ преобразования средней мощности переменного тока в постоянное напряжение. Авторское свидетельство № 216138.— ИПОТЗ, 1968, № 14.
13. В. П. Кирьянов, И. Ф. Клисторин, А. М. Ковалев, И. И. Коршевер. Способ измерения действующего значения переменного напряжения. Авторское свидетельство № 218303.— ИПОТЗ, 1968, № 17.
14. А. М. Ковалев, И. И. Коршевер. Способ получения квадрата действующего значения. Авторское свидетельство № 213971.— ИПОТЗ, 1968, № 11.
15. H. Schmid. Digital Meters for Under S 100.— *Electronics*, 1966, v. 39, № 24.

Поступила в редакцию  
22 октября 1968 г.