А К А Д Е М И Я Н А У К С С С Р
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
А В Т О М Е Т Р И Я

№ 4 1969

ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 621.317.725

В. П. КИРЬЯНОВ, И. Ф. КЛИСТОРИН,
И. И. КОРШЕВЕР, П. М. ЦАПЕНКО

(Новосибирск)

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРИОДИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ, ч. 2

ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В первой части этой работы [1] были рассмотрены алгоритмы преобразования интегральных характеристик во временной интервал и преобразователи с двухтактным интегрированием, реализующие эти алгоритмы. Однако при определении истинного среднего и средневыпрямленного значений сама суммарная длительность временных интервалов, в которых $|u(t)| > |u_{оп}|$, достаточно полно характеризует измеряемый параметр. В этих случаях нет необходимости в промежуточном аналоговом интегрировании: выходной параметр преобразования может быть получен прямым измерением временных интервалов. Такой же метод преобразования может быть распространен и на определение действующего значения и средней мощности периодического напряжения.

Пусть измеряемое периодическое напряжение $u(t)$, период которого равен T, сравнивается с линейным двухполярным опорным напряжением $u_{оп}(t) = \beta(t - t_0) - u_{оп}(t_0)$, где β — его угловой коэффициент (рис. 1, *а*). Взаимное расположение мгновенных значений $u(t)$ и $u_{оп}(t)$ может быть описано трехзначной алгебраической функцией $X(t)$ (см. рис. 1, *б*):

$$X(t) = \begin{cases} +1, \text{ если } u(t) > u_{оп} > 0; \\ \;\;\,0, \text{ если } |u(t)| < |u_{оп}|; \\ -1, \text{ если } u(t) < u_{оп} < 0. \end{cases} \quad (1)$$

Выражение для истинного среднего [1]

$$U_{ср} = k \sum_{i=-m}^{n} s\,[t\,(u_i)]\,\mathrm{sign}\,u_i$$

с учетом (1) может быть записано в виде

$$U_{ср} = k \int_{t_0}^{t_0+T_{оп}} u_0\,X(t)\,dt, \quad (2)$$

где u_0 — амплитуда импульсов с длительностью t_i; t_i — временной интервал, в течение которого $|u(t)| > |u^{оп}|$; i — порядковый номер пересекаемого периода, считая первым совпадающий с моментом $t|_{u_{оп}(t)=0}$; $s[t(u_i)] = u_0 t_i$; k — коэффициент пропорциональности; $T_{оп}$ — период повторения напряжения $u_{оп}(t)$. В (2) направление интегрирования определяется функцией $X(t)$, а метод интегрирования — видом вспомогательного напряжения: если u_0 — постоянное напряжение, интегрирование аналоговое, если u_0 представлено импульсной последовательностью, интегрирование дискретное.

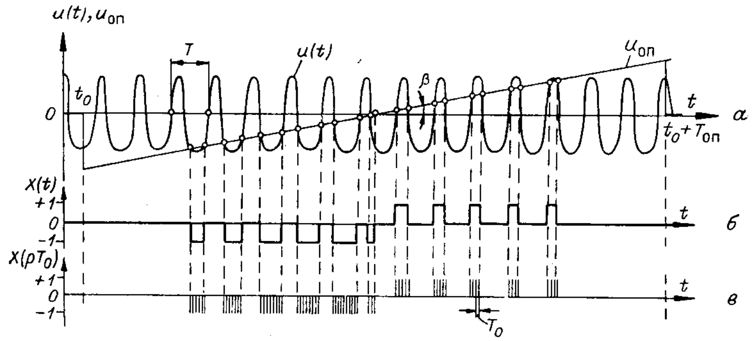

Рис. 1.

Ниже мы остановимся только на дискретном интегрировании, так как аналоговое нами рассмотрено в [1]. Выражение (2) может быть переписано в форме, принятой в теории импульсных систем [2]:

$$U_{ср} = \beta T_0 \sum_{p=p_0}^{p_0+e} X(p T_0) = \Delta \sum_{p=p_0}^{p_0+e} X(p T_0), \tag{3}$$

где T_0 — период повторения импульсной последовательности; $p_0 \simeq \frac{t_0}{T_0}$; $p_0 + e = \frac{t_0 + T_{оп}}{T_0}$ — дискреты моментов начала и конца интегрирования соответственно; $X(pT_0)$ — решетчатая функция от функции $X(t)$ (см. рис. 1, *в*); Δ — весовой коэффициент.

С точки зрения практической реализации трехзначной алгебраической функции $X(pT_0)$ удобно поставить в соответствие две переключательные функции x^+ и x^-, управляющие процессом интегрирования соответственно в прямом и обратном направлениях:

$$X(pT_0) \to \begin{cases} x^+ = p\, x_{вх}\, x_{оп}; \\ x^- = p\, \bar{x}_{вх}\, \bar{x}_{оп}, \end{cases} \tag{4}$$

где $x_{вх}$, $x_{оп}$ — пороговые функции;

$$x_{вх} = \begin{cases} 0, \text{ если } u(t) < u_{оп}; \\ 1, \text{ если } u(t) > u_{оп}; \end{cases} \tag{5}$$

$$x_{оп} = \begin{cases} 0, \text{ если } u_{оп} < 0; \\ 1, \text{ если } u_{оп} > 0, \end{cases} \tag{6}$$

а p — логическое соответствие импульсной последовательности;

$$p = \begin{cases} 0, \text{ если } p T_0 < t < (p+1) T_0; \\ 1, \text{ если } t = p T_0. \end{cases} \tag{7}$$

Функции (4)—(7) являются, по существу, временными логическими функциями [3].

Алгоритм определения $U_{ср}$ (3) формально очень сходен с алгоритмом функционирования широко известных время-импульсных аналого-цифровых преобразователей напряжений постоянного тока [4]. Отличительная особенность его в том, что процесс преобразования не заканчивается актом первого совпадения, а продолжается до конца цикла измерения во всем динамическом диапазоне изменения опорного напряжения с фиксацией всех интервалов превышения сигналом опорного напряжения (рис. 2). Это позволяет строить помехозащищенные преобразователи и интегрирующие цифровые вольтметры время-импульсного типа [5].

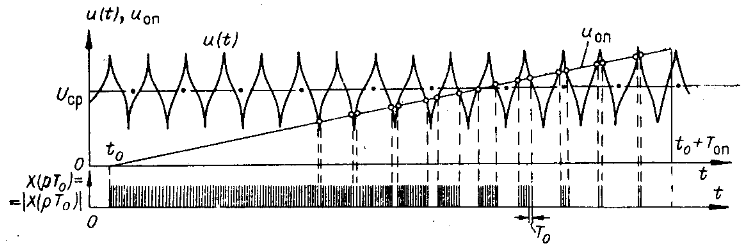

Рис. 2.

Если в выражении (2) функция $X(t)$ интегрируется по модулю, то результат преобразования оказывается пропорциональным средневыпрямленному значению периодического напряжения [1]:

$$U_{ср.\,выпр} = k \sum_{i=-m}^{n} |\, s\,[t\,(u_i)]\,| = k \int_{t_0}^{t_0+T_{оп}} u_0\,|\,X\,(t)\,|\,dt. \qquad (8а)$$

При дискретном методе интегрирования выражение (8а) преобразуется таким образом:

$$U_{ср.\,выпр} = \beta\,T_0 \sum_{p=p_0}^{p_0+e} |\,X\,(p\,T_0)\,| = \Delta \sum_{p=p_0}^{p_0+e} |\,X\,(p\,T_0)\,|. \qquad (8б)$$

Устройство, реализующее данный алгоритм [6], не требует специального детектора измеряемого сигнала и фильтра нижних частот. Функция детектирования сигнала при этом заменяется дизъюнкцией переключительных функций x^+ и x^-:

$$|\,X\,(p\,T_0)\,| \to x = x^+ \vee x^- = p\,x_{вх}\,x_{оп} \vee p\,\bar{x}_{вх}\,\bar{x}_{оп}. \qquad (9)$$

Безусловно, рассмотренные алгоритмы и устройства, их реализующие, могут быть использованы и для определения действующего значения и средней мощности, если их входным сигналом является выходной сигнал аналогового квадратора или множительного устройства. Однако с помощью специальных алгоритмов удается непосредственно преобразовывать эти характеристики, избежав предварительного функционального преобразования и трудностей, связанных с его реализацией.

Перепишем выражение для средней мощности [1], используя при этом функцию $X(t)$:

$$P = \beta_u \sum_{k=-m}^{n} s_u\,[t\,(u_k)]\ \mathrm{sign}\ u_k = \beta_u \int_{t_0}^{t_0+T_{оп_u}} i\,(t)\,X_u\,(t)\,dt, \qquad (10а)$$

или

$$P=\beta_i\sum_{k=-m}^{n}s_u\,[t\,(i_k)]\,\operatorname{sign}\,i_k=\beta_i\int\limits_{t_0}^{t_0+T_{\text{оп}_i}}u\,(t)\,X_i\,(t)\,dt, \qquad (10б)$$

где $X_u\,(t)$ — трехзначная функция, аналогичная (1), полученная в результате сравнения перемножаемого напряжения с опорным (рис. 3, *а*), обладающим угловым коэффициентом β_u и существующим на интервале $T_{\text{оп}_u}$ (рис. 3, *б*); $X_i\,(t)$ — то же, но по отношению к токовому сигналу и опорному медленно меняющемуся току (см. рис. 3, *г*).

Рассмотрим выражение (8а). Пусть $i(t)$ сравнивается с опорной величиной $i_{\text{оп}}$ такой, что $T \ll T_{\text{оп}_i} \ll T_{\text{оп}_u}$ (рис. 3, *в*). Теперь разобьем интервал $T_{\text{оп}_u}$ на интервалы, равные $T_{\text{оп}_i}$ (пусть целое число таких подынтервалов равно g) (см. рис. 3, *а*). Выражение (10а) при этом примет вид

$$P=\beta_u\sum_{k=1}^{g}\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}i\,(t)\,X_u\,(t)\,dt. \qquad (10в)$$

Внутри каждого подынтервала приближенно можно заменить опорное напряжение средним его значением, после чего функции $X_u'\,(t)$ и $X_u'\,(t)\,i\,(t)$ на этом участке можно рассматривать как периодические (см. рис. 3, *в*). Тогда каждый элемент суммы (10в) может быть выражен через истинное среднее значение $I_{\text{ср}}$ сигнала $i\,(t)\,X_u'\,(t)$, полученное на интервале $T_{\text{оп}_i}$ путем сравнения с опорным линейно изменяющимся током:

$$\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}i\,(t)\,X_u'\,(t)\,dt=I_{\text{ср}}\,T_{\text{оп}_i}=\beta_i\,T_{\text{оп}_i}\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}XP\,(t)\,dt,$$

где функция $X_p\,(t)$ получена в результате этого сравнения. Сравнивая таблицы возможных значений функций $X_u\,(t)$ (см. рис. 3, *б*) и $X_i\,(t)$ (см. рис. 3, *г*), с одной стороны, и функции $X_p\,(t)$ (см. рис. 3, *д*) — с другой, убеждаемся в том, что

$$X_p\,(t)=X_u\,(t)\,X_i\,(t).$$

Следовательно,

$$\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}i\,(t)\,X_u'\,(t)\,dt=\beta_i\,T_{\text{оп}_i}\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}X_u\,(t)\,X_i\,(t)\,dt,$$

а выражение (10в) можно преобразовать так:

$$P=\beta_u\,\beta_i\,T_{\text{оп}_i}\sum_{k=1}^{g}\int\limits_{t_0+k\,T_{\text{оп}_i}}^{t_0+(k+1)\,T_{\text{оп}_i}}X_u\,(t)\,X_i\,(t)\,dt.$$

Вернувшись к линейно изменяющемуся напряжению $u_{\text{оп}}$, получим

$$P=\beta_u\,\beta_i\,T_{\text{оп}_i}\int\limits_{t_0}^{t_0+T_{\text{оп}_u}}X_u\,(t)\,X_i\,(t)\,dt, \qquad (10г)$$

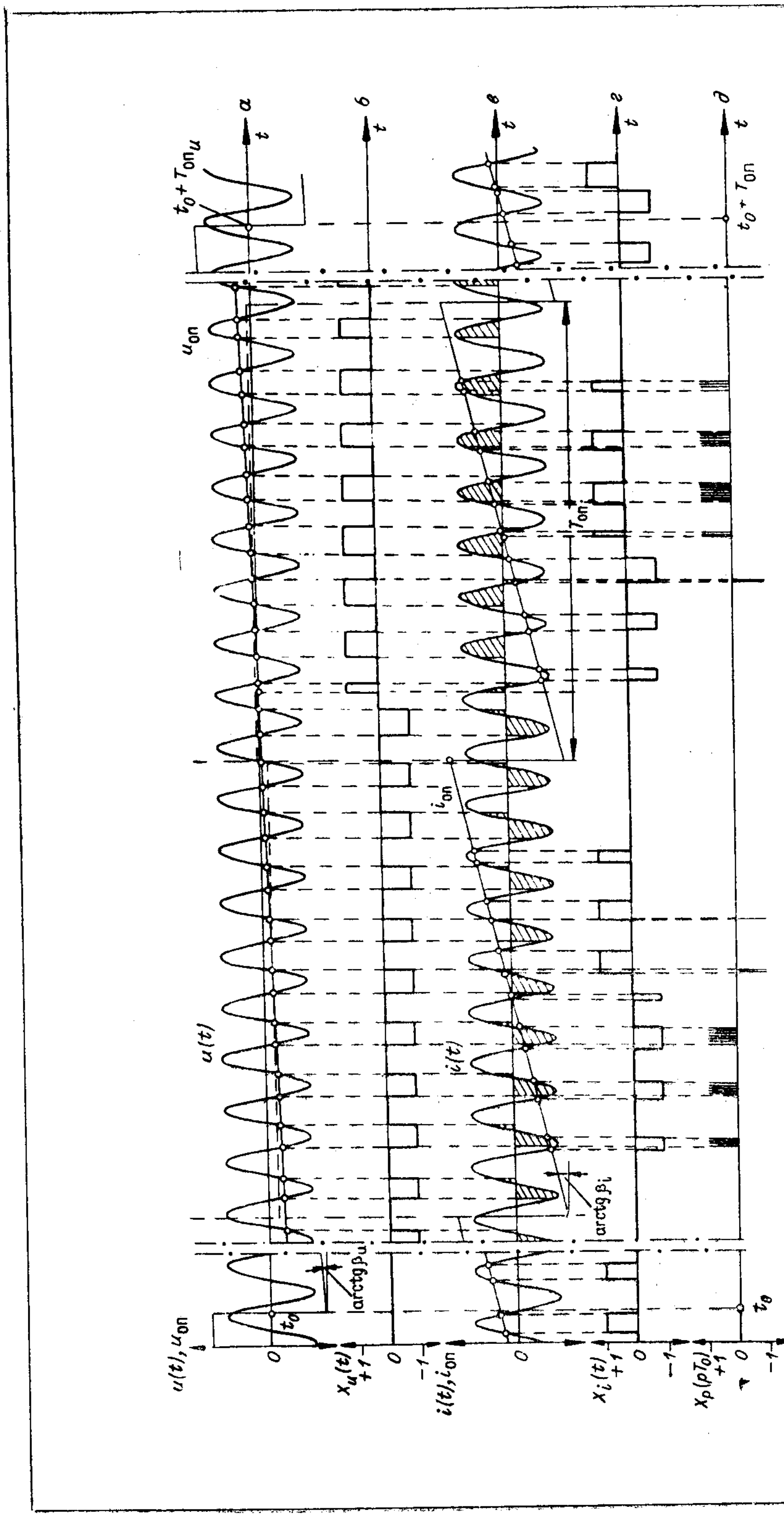
а
б
в
г
д
t
u(t), u_оп
u(t)
u_оп
t_0
t_0 + T_опu
arctg β_u
X_u(t)
+1
0
−1
i(t), i_оп
i(t)
i_оп
arctg β_i
T_оп
X_i(t)
X_p(pT_0)
t_θ
t_0 + T_оп

Рис. 3.

или в импульсной форме

$$P = \beta_u \beta_i T_{\text{оп}_i} T_0 \sum_{p=p_0}^{p_0+e} X_u (p T_0) X_i (p T_0) = \Delta_p \sum_{p=p_0}^{p_0+e} X_u (p T_0) X_i (p T_0), \tag{10д}$$

где $\Delta_p = \beta_u \beta_i T_{\text{оп}_i} T_0$ — весовой коэффициент, имеющий размерность мощности.

Логическим соответствием функций $X_u (p T_0)$ и $X_i (p T_0)$ являются аналогично (4) две пары переключательных функций, каждая из которых выражается через пороговые аргументы $x_{\text{вх}_u}$, $x_{\text{вх}_i}$, $x_{\text{оп}_u}$, $x_{\text{оп}_i}$ и логический аргумент p [см. выражения (5)—(7)]:

$$X_u (p T_0) \to \begin{cases} x_u^+ = p\, x_{\text{вх}_u} x_{\text{оп}_u}; \\ x_u^- = p\, \bar{x}_{\text{вх}_u} \bar{x}_{\text{оп}_u}; \end{cases}$$

$$X_i (p T_0) \to \begin{cases} x_i^+ = p\, x_{\text{вх}_i} x_{\text{оп}_i}; \\ x_i^- = p\, \bar{x}_{\text{вх}_i} \bar{x}_{\text{оп}_i}. \end{cases} \tag{11а}$$

Алгебраическому произведению функций $X_u (p T_0)$ и $X_i (p T_0)$ соответствуют две переключательные функции такого вида:

$$X_P (p T_0) = X_u (p T_0) X_i (p T_0) \to \begin{cases} x_P^+ = x_u^+ x_i^+ \vee x_u^- x_i^- = p x_{\text{вх}_u} x_{\text{оп}_u} \times \\ \times x_{\text{вх}_i} x_{\text{оп}_i} \vee p\, \bar{x}_{\text{вх}_u} \bar{x}_{\text{оп}_u} \bar{x}_{\text{вх}_i} \bar{x}_{\text{оп}_i}; \\ x_P^- = x_u^+ x_i^- \vee x_u^- x_i^+ = p x_{\text{вх}_u} \bar{x}_{\text{вх}_i} \times \\ \times x_{\text{оп}_u} \bar{x}_{\text{оп}_i} \vee p\, \bar{x}_{\text{вх}_u} \bar{x}_{\text{оп}_u} x_{\text{вх}_i} x_{\text{оп}_i}. \end{cases} \tag{11б}$$

Пусть в выражении (10а) $i(t) = \frac{u(t)}{r}$, тогда $P = \frac{U^2}{r}$, где U — действующее значение измеряемого напряжения; r — активное сопротивление. Кроме того, в этом случае можно принять, что $u_{\text{оп}} = u_{\text{оп}_1}$, а $u_{\text{оп}} = \frac{u_{\text{оп}_2}}{r}$. Это равносильно тому, что измеряемое напряжение $u(t)$ сравнивается одновременно с двумя опорными напряжениями $u_{\text{оп}_1}$ и $u_{\text{оп}_2}$ (рис. 4, *а*). Из рисунка видно, что если знаки опорных напряжений при этом различны, то преобразование отсутствует. Логически это условие можно записать так:

$$x_{\text{оп}_1} \bar{x}_{\text{оп}_2} \vee \bar{x}_{\text{оп}_1} x_{\text{оп}_2} = 0.$$

Отсюда следует, что $x_{\text{оп}_1} = x_{\text{оп}_2}$. Подставив это условие в выражения (11а) и (11б), получим:

$$X_{U^2} (p T_0) = X_{u_1} (p T_0) X_{u_2} (p T_0) \to$$

$$\to \begin{cases} x_{U^2}^+ = p x_{\text{вх}_1} x_{\text{вх}_2} x_{\text{оп}_1} \vee p\, \bar{x}_{\text{вх}_1} \bar{x}_{\text{вх}_2} \bar{x}_{\text{оп}_1}; \\ x_{U^2}^- = 0. \end{cases} \tag{12}$$

Выражение (10д) при этом преобразуется так:

$$U^2 = \Delta_u^2 \sum_{p=p_0}^{p_0+e} X_{u_1} (p T_0) X_{u_2} (p T_0), \tag{13}$$

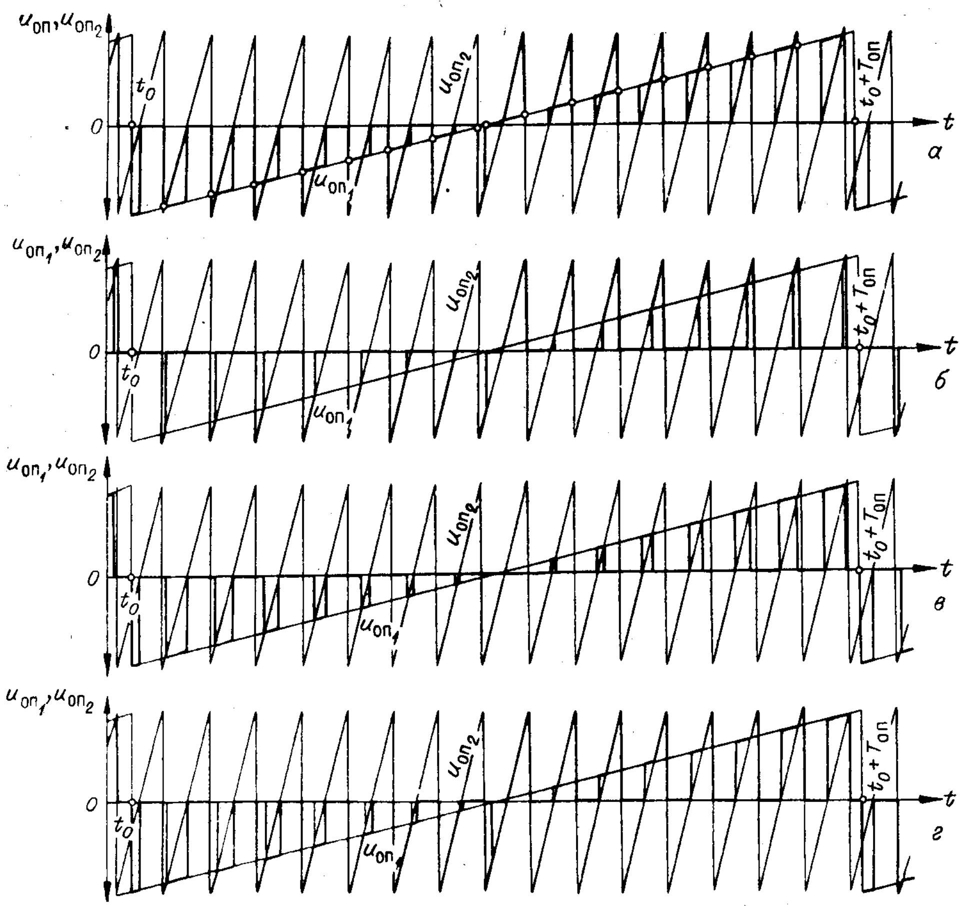

Рис. 4.

где $\Delta_u = \sqrt{\beta_u \beta_{u_2} T_{оп_2} T_0}$ — весовой коэффициент, имеющий размерность напряжения. Выражение (13) есть время-импульсный эквивалент метода модулирования входного сигнала опорным напряжением путем двухтактного интегрирования [1]. Этот метод с помощью функции $X(t)$ может быть описан как

$$U^2 = \beta \int\limits_{t_0}^{t_0 + T_{оп}} u(t)\, X(t)\, dt.$$

Методу детектирования измеряемого сигнала опорным [1] можно привести в соответствие выражение

$$U^2 = 2\beta \int\limits_{t_0}^{t_u + T_{оп}} [u(t) - u_{оп}]\, X(t)\, dt.$$

При этом оба опорных напряжения существуют лишь в области, где происходит интегрирование измеряемого сигнала (см. рис. 4, *б*), т. е. выше уровня опорного напряжения $u_{оп_1}$. Пусть временная булева функция $x_{оп_{12}}$ имеет значения 1 там, где напряжение $u_{оп_2}$ превышает напряжение $u_{оп_1}$ по модулю в других случаях. Тогда в соответствии с выражением (12) имеем

$$x_{U^2} = x_{оп_{12}} p\,(x_{вх_1} x_{вх_2} x_{оп_1} \vee \bar{x}_{вх_1} \bar{x}_{вх_2} \bar{x}_{оп_1}). \tag{14а}$$

Замечаем, что на интервалах, где $x_{оп_{12}} = 1$, значащие временные подынтервалы функции $X_1(t)$ всегда находятся внутри значащих подынтервалов функции $X_2(t)$. Логически это условие означает, что в переменной $x_{вх_1}$ в выражении (14а) нет необходимости. Учитывая, кроме того, что $x_{оп_1} = x_{оп_2}$, получим

$$x_{U^2} = x_{оп_{12}} p\,(x_{вх_2} x_{оп_2} \vee \bar{x}_{вх_2} \bar{x}_{оп_2}) = x_{оп_{12}} x_{вх_2}. \tag{14б}$$

Из выражения (14б) следует, что напряжение $u_{оп_1}$ используется лишь для рабочих интервалов напряжения $u_{оп_2}$, которые и составляют в совокупности результирующее опорное напряжение (см. рис. 4, *б*). Квадрат действующего значения определяется аналогично средневыпрямленному:

$$U^2 = 2\Delta_U^2 \sum_{p=p_0}^{p_0+e} |\,X\,(p\,T_0)\,|. \tag{15}$$

Методу модулирования опорного напряжения измеряемым можно привести в соответствие выражение

$$U^2 = 2\beta \int_{t_0}^{t_0+T_{оп}} u_{оп}\,(t)\,X\,(t)\,dt.$$

При этом напряжения $u_{оп_1}$ и $u_{оп_2}$ существуют лишь там, где, во-первых, совпадают знаки этих напряжений и, во-вторых, где $|u_{оп_1}| < |u_{оп_2}|$, ибо лишь в этой области в соответствии с алгоритмом осуществляется интегрирование опорного напряжения (см. рис. 4, *в*). Пусть на этих интервалах некоторая временная булева функция $x'_{оп_{12}}$ равна единице. Тогда выражение (12) примет вид

$$x_{U^2} = x'_{оп_{12}} p\,(x_{вх_1} x_{вх_2} x_{оп_1} \vee \bar{x}_{вх_1} \bar{x}_{вх_2} \bar{x}_{оп_1}). \tag{16а}$$

Замечаем, что на интервалах, где $x'_{оп_{12}} = 1$, значащие временные подынтервалы функции $X_2(t)$ всегда находятся внутри значащих подынтервалов функций $X_1(t)$. Логически это означает, что в выражении (16а) в переменной $x_{вх_2}$ нет необходимости. Тогда выражение (16а) упрощается так:

$$x_{U^2} = x'_{оп_{12}} p\,(x_{вх_1} x_{оп_1} \vee \bar{x}_{вх_1} x_{оп_1}) = x'_{оп_{12}} x_1. \tag{16б}$$

Из выражения (16б) следует, что напряжение $u_{оп_2}$ здесь используется лишь для выделения рабочих интервалов напряжения $u_{оп_1}$, которые и составляют в совокупности результирующее опорное напряжение (см. рис. 4, *в*). Квадрат действующего значения при этом также определяется аналогично средневыпрямленному [см. выражение (15)].

Таким образом, можно утверждать, что и при модулировании сигнала опорным напряжением нет необходимости в одновременном использовании напряжений $u_{оп_1}$ и $u_{оп_2}$, ибо произведение $X_1(pT_0)X_2(pT_0)$ в выражении (13) всегда равно тому из сомножителей, который получается из сравнения сигнала с наибольшим по модулю опорным напряжением. Следовательно, достаточно на участках, где совпадают знаки опорных напряжений, использовать то из них, которое больше по величине (см. рис. 4, *г*). Используя такое опорное напряжение, можно также выразить квадрат действующего значения аналогично средневыпрямленному.

Практическая полезность полученных методов время-импульсного преобразования квадрата действующего значения существенно снижается тем обстоятельством, что опорные напряжения, участвующие в процессе преобразования, представляют собой лишь отдельные участки исходных линейно изменяющихся опорных напряжений, значительная часть которых не используется совсем. Естественна постановка вопроса, не существует ли возможности реализовать эти методы с помощью плавных опорных напряжений.

По-видимому, первым шагом в этом направлении является устранение пауз, не используемых для получения измерительной информации. Без доказательства можно предполагать, что в любом из рассмотренных случаев такое изменение алгоритма не меняет сути дела. Однако сколько-нибудь практически пригодное опорное напряжение получается лишь при модулировании опорного напряжения сигналами. Результирующее напряжение при этом имеет вид кусочно-линейной монотонной функции, ступеньки которой тем мельче, а линейные участки тем короче, чем больше угол наклона напряжения $u_{\text{оп}_2}$ по сравнению с углом наклона напряжения $u_{\text{оп}_1}$ (рис. 5, *а*). По-видимому, когда этот угол приближается к величине $\frac{\pi}{2}$ (но не равен ей, ибо тогда функция

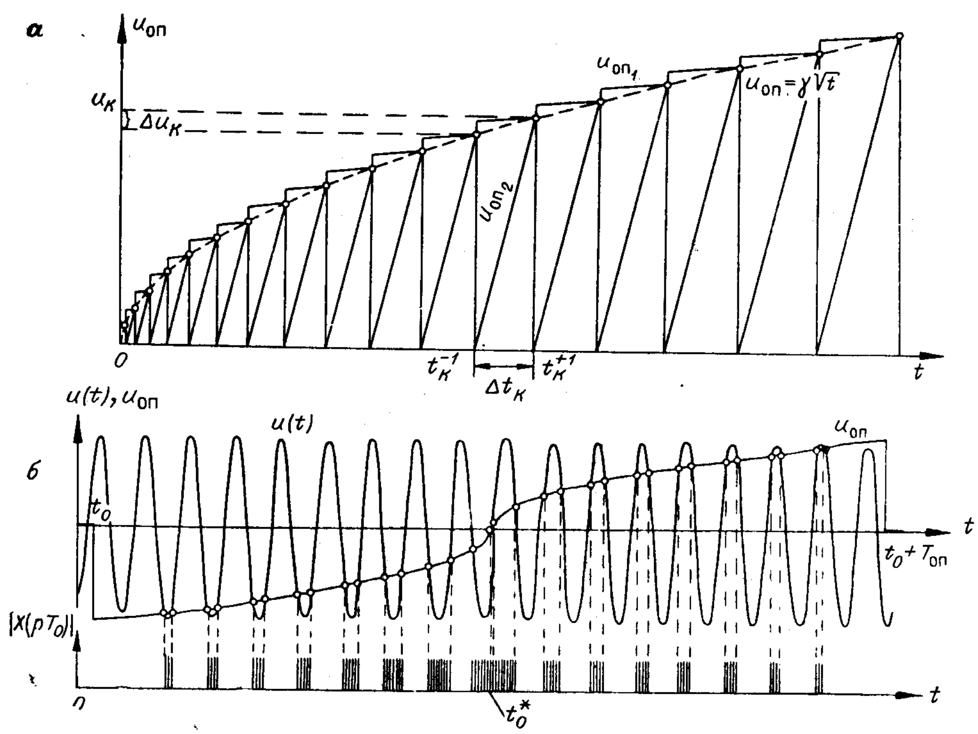

Рис. 5.

перестает существовать), результирующая функция близка к плавной и может ею аппроксимироваться.

Пусть

$$u_{\text{оп}_1} = \beta_1 t, \; u_{\text{оп}_2} = \beta_2 (t - k\, T_{\text{поп}_2}),$$

где $k=0, 1, 2, \ldots, n$ — порядковый номер периода повторения $T_{\text{поп}_2}$ напряжения $u_{\text{оп}_2}$ на интервале $T_{\text{оп}_1}$, считая от момента $t=0$.

Определим границы временных интервалов опорного напряжения, выделяемых в результате сравнения его с сигналом. Пусть t_k^{-1} — начало k-го линейного участка, а t_k^{+1} — его конец. Тогда $u_{\text{оп}_2}(t_k^{-1}) = 0$; отсюда $t_k^{-1} = k\, T_{\text{поп}_2}$. Момент времени t_k можно получить из уравнения

$$u_{\text{оп}_1}(t_k^{+1}) = u_{\text{оп}_2}(t_k^{+1}), \text{ или } \beta_1 t_k^{+1} = \beta_2 (t_k^{+1} - k\, T_{\text{поп}_2}).$$

Отсюда

$$t_k^{+1} = \frac{k\, T_{\text{поп}_2} \beta_2}{\beta_2 - \beta_1}.$$

Длина линейного участка результирующей функции равна

$$\Delta t_k = t_k^{+1} - t_k^{-1} = \frac{k\, T_{\text{поп}_2} \beta_1}{\beta_2 - \beta_1}.$$

Приращению результирующего опорного напряжения за это же время соответствует

$$\Delta u_k = \Delta u = \beta_1 T_{\text{поп}_2}.$$

Тогда произвольное k-е значение уровня опорного напряжения есть

$$u_k = k\, \Delta u = k\, \beta_1 T_{\text{поп}_2}, \tag{17а}$$

а соответствующее ему значение временного аргумента

$$t_k = \sum_{i=0}^{k} \Delta t_i = T_{\text{поп}_2} \frac{\beta_1}{\beta_2 - \beta_1} \frac{k\,(k+1)}{2}.$$

В интересующем нас случае $k \gg 1$, $\beta_2 \gg \beta_1$. Следовательно,

$$t_k \simeq T_{\text{поп}_2} \frac{k^2}{2} \frac{\beta_1}{\beta_2}. \tag{17б}$$

Рассматривая уравнения (17а) и (17б) как параметрическую запись искомой функции и исключая параметр k, получим

$$t_k \simeq \frac{u_k^2}{2\beta_1 \beta_2 T_{\text{поп}_2}}.$$

Величина $\beta_2 \; T_{\text{поп}_2}$ есть напряжение, равное размаху опорного напряжения $u_{\text{оп}_2} = u_0$ при условии, что $T_{\text{поп}_2} = T_{\text{оп}_2}$. Тогда

$$t \simeq \frac{u_0^2}{2\beta_1 u_0},$$

откуда

$$u = \sqrt{2u_0 \beta_1 t} = \gamma \sqrt{t}, \tag{18а}$$

где $\gamma = \sqrt{2u_0 \beta_1}$ — коэффициент полученного монотонного напряжения, имеющего форму полупараболы.

Аналогичным преобразованием участков функций $u_{\text{оп}_1}$ и $u_{\text{оп}_2}$ отрицательной полярности (см. рис. 4, *г*) получим опорное напряжение вида

$$u_{\text{оп}} = \gamma \sqrt{-t}. \qquad (18б)$$

Результирующее опорное напряжение составляет

где $t_0^* = t_0 + \frac{u_{\text{оп}}(t_0)}{\gamma}$.

Выражение для квадрата действующего значения при этом совпадает с выражением (15) с той особенностью, что опорное напряжение имеет вид (18в) или (18г). На рис. 5, *б* приведены эпюры напряжений, поясняющие изложенный способ, причем в качестве опорного использовано напряжение, описываемое выражением (18б). Извлечение квадратного корня из числа импульсов в полученной таким образом последовательности может быть реализовано одновременно с накоплением интегральной суммы под корнем в выражении (15).

Таким образом, мы пришли к способу время-импульсного преобразования действующего значения, по структуре не отличающемуся от рассмотренного в начале статьи способа преобразования среднего с той особенностью, что опорное напряжение не линейное, а полупараболическое, и результат получается не непосредственно, а путем извлечения квадратного корня из получаемой импульсной последовательности. Практическая полезность такого способа не вызывает сомнения.

Полупараболическое опорное напряжение для время-импульсного преобразования действующего значения можно получить путем перехода от квантования к непрерывно квантующей функции так же, как в [1] было получено линейно изменяющееся напряжение с той разницей, что в данном случае необходимо осуществлять неравномерное квантование.

Если выражение для квадрата действующего значения представить в виде криволинейного интеграла

$$U^2 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t)\, dt = \frac{1}{T} \int_l t(u)\, d(u^2),$$

где l — контур интегрирования, и перейти к интегральной сумме, то получим выражение

$$U^2 \simeq \frac{1}{T} \sum_{k=-m}^{n} t(u_k)\, \Delta\left(u_k^2\right). \qquad (19)$$

Пусть независимо изменяющемуся уровню напряжения придаются равные приращения:

$$\Delta\left(u_k^2\right) = u_{k+1}^2 - u_k^2 = \text{const}.$$

Квантование сигнала по уровню с шагом $\Delta(u^2) = \text{const}$ есть неравномерное квантование с шагом, убывающим в сторону больших значений u_k. Выражение (19) при этом примет вид

$$U^2 = \frac{\Delta\left(u_k^2\right)}{T} \sum_{k=-m}^{n} t\,(u_k) = \gamma^2 \sum_{k=-m}^{n} t\,(u_k), \qquad (20)$$

где $\frac{\Delta\left(u_k^2\right)}{T} = \gamma^2$ — коэффициент пропорциональности. Результат преобразования (20), следовательно, частотонезависим. Формальное сходство выражения (20) с выражением (5) в [1] дает основание утверждать, что коэффициент γ^2 связан с опорным напряжением так же, как и коэффициент β с линейно изменяющимся напряжением при определении истинного среднего и средневыпрямленного. Для определения вида опорного напряжения осуществим предельный переход коэффициента γ^2:

$$\lim \frac{\Delta\left(u_k^2\right)}{T} = \lim \frac{\Delta\left(u_k^2\right)}{T} \to \frac{d\,(u^2)}{dt} = \gamma^2 = \text{const}.$$

Функция, описывающая опорное напряжение, отыскивается как частное решение полученного дифференциального уравнения

$$u^2 = \gamma^2 (t - t_0). \qquad (21)$$

Такой подход позволяет осуществить любое интегральное функциональное преобразование над периодическим сигналом $u(t)$ типа

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T f\,[u\,(t)]\,dt, \qquad (22а)$$

реализуемое как время-импульсное преобразование. Действительно, выразив (22а) аналогично (19), получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \sum_{k=-m}^{n} t\,(u_k)\,\Delta\,[f\,(u_k)] = \frac{\Delta\,[f\,(u_k)]}{T} \sum_{k=-m}^{n} t\,(u_k). \qquad (22б)$$

Осуществив неравномерное квантование сигнала с таким шагом, чтобы $\frac{\Delta\ (u_k)}{T} = \xi = \text{const}$, получим для (22б)

$$u_{\text{вых}} = \xi \sum_{k=-m}^{n} t\,(u_k) = \xi \int_{t_0}^{t_0+T_{\text{оп}}} X\,(t)\,dt, \qquad (22в)$$

где $\xi = \lim\limits_{k\to\infty} \frac{\Delta f\,(u_k)}{T} = \frac{d\,f\,(u_{\text{оп}})}{dt} = \text{const}$, $u_{\text{оп}} = \lim\limits_{k\to\infty} u_k$, а $X(t)$ — трехзначная алгебраическая функция, аналогичная (1), где в качестве опорного напряжения $u_{\text{оп}}$ выступает напряжение вида

$$f\,(u_{\text{оп}}) = \xi\,(t - t_0) \qquad (22г)$$

или

$$u_{\text{оп}} = \varphi\,[\xi\,(t - t_0)], \qquad (22д)$$

где φ означает функциональное преобразование, обратное $f\,(u_{\text{оп}})$.

Таким образом, интегральное функциональное преобразование над периодическим сигналом можно осуществить, реализовав обратное функциональное преобразование над опорным напряжением на интервале, во много раз превышающем период сигнала (в частности, интегрирование квадрата сигнала можно заменить интегрированием функции $X(t)$, для которой опорное напряжение имеет вид полупараболы). Этот вывод является распространением известного метода время-импульсного функционального преобразования сигнала постоянного тока с помощью нелинейных опорных (развертывающих) напряжений [4] на область интегрального функционального преобразования переменных напряжений.

Можно показать, что функцию $u_{\text{оп}}$ всегда можно реализовать как монотонную, однозначную и проходящую через момент $t=t_0$ аналогично тому, как это достигнуто в выражениях (18в)—(18г) для определения действующего значения. Эти условия не являются обязательными, однако они увеличивают практическую ценность метода.

На этой основе может быть реализовано гораздо более простое, чем исходное, устройство для время-импульсного преобразования средней мощности. Для этого необходимо воспользоваться известным соотношением

$$P=\frac{1}{4T_{\text{оп}}\,r}\left[\int\limits_{t_0}^{t_0+T_{\text{оп}}} u_+^2(t)\,dt-\int\limits_{t_0}^{t_0+T_{\text{оп}}} u_-^2(t)\,dt\right], \tag{23а}$$

где $u_+(t)=u(t)+ir(t)$; $u_-(t)=u(t)-ir(t)$; r — активное сопротивление, падение напряжения на котором пропорционально току $i(t)$. Воспользуемся полупараболическим опорным напряжением для преобразования средней мощности P, согласно выражению (23а):

$$P=\frac{\Delta u}{4}\left[\sum_{p=p_0}^{p_0+e}|X_+(p\,T_0)|-\sum_{p=p_0}^{p_0+e}|X-(p\,T_0)|\right]=\frac{\Delta u}{4}\sum_{p=p_0}^{p_0+e}X_p(p\,T_0), \tag{23б}$$

где $X_+(pT_0)$ и $X_-(pT_0)$ получены путем сравнения полупараболического напряжения с напряжениями $u_+(t)$ и $u_-(t)$;

$$X_p(p\,T_0)=|X_+(p\,T_0)|-|X_-(p\,T_0)|. \tag{23в}$$

Алгебраическим функциям $|X_+(pT_0)|$ и $|X_-(pT_0)|$ приведем в соответствие логические функции:

$$|X_+(p\,T_0)|\to x_+=p\,(x_{\text{вх}_+}x_{\text{оп}}\vee\bar{x}_{\text{вх}_+}\bar{x}_{\text{оп}});$$

$$|X_-(p\,T_0)|\to x_-=p\,(x_{\text{вх}_-}x_{\text{оп}}\vee\bar{x}_{\text{вх}_-}\bar{x}_{\text{оп}}), \tag{23г}$$

где $x_{\text{вх}_+}$, $x_{\text{вх}_-}$ — пороговые логические функции, выражающиеся аналогично (5) и (6).

Функции же $X_p(p\,T_0)$ соответствуют две знаковые логические функции запрета, коммутирующие направление интегрирования:

$$X_p(p\,T_0)=|X_+(p\,T_0)|-|X_-(p\,T_0)|\to$$

$$\to\begin{cases} x_P^+=x_+\bar{x}_-=p\,(\bar{x}_{\text{вх}_+}x_{\text{вх}_-}\bar{x}_{\text{оп}}\vee x_{\text{вх}_+}\bar{x}_{\text{вх}_-}x_{\text{оп}}); \\ x_P^-=\bar{x}_+x_-=p\,(x_{\text{вх}_+}\bar{x}_{\text{вх}_-}\bar{x}_{\text{оп}}\vee\bar{x}_{\text{вх}_+}x_{\text{вх}_-}x_{\text{оп}}). \end{cases} \tag{23д}$$

Рассмотренные нами алгоритмы время-импульсного преобразования интегральных характеристик в эквивалентный временной интервал имеют единую методическую основу, а их реализация — простую и однотипную логическую структуру. Это позволяет объединить их в виде единого универсального цифрового прибора. Если в нем обеспечены линейно изменяющееся и полупараболическое опорные напряжения, то он может реализовать алгоритмы (3), (8 б), (15) и (22 б). Для этого устройство управления должно обеспечивать перестройку логической структуры прибора так, чтобы входные переключательные функции реверсивного счетчика-накопителя при измерении истинного среднего, средневыпрямленного и действующего значений и средней мощности определялись соответственно выражениями (4)—(6), (9), (23 д).

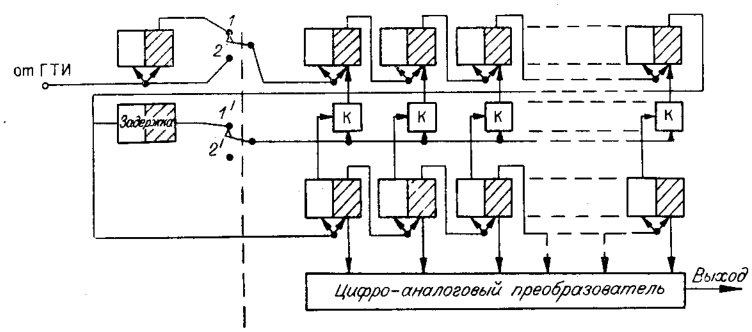

Рис. 6.

Более сложно изменять форму опорного напряжения. На рис. 6 приведена функциональная схема устройства формирования двухполярного опорного напряжения, легко перестраиваемого из режима генерирования полупараболического напряжения. Устройство содержит линейный цифро-аналоговый преобразователь, два реверсивных счетчика, группу логических схем И, осуществляющих позарядную связь между первым и вторым счетчиками, и переключатель рода работы. В режиме формирования полупараболического напряжения переключатель рода работы находится в положении *1*. В этом состоянии организуется известная схема извлекателя квадратного корня из равномерной импульсной последовательности [7].

Текущий результат извлечения квадратного корня фиксируется во втором счетчике, который управляет линейным ЦАП. Выходной сигнал ЦАП представляет собой ступенчато изменяющееся полупараболическое опорное напряжение. В режиме формирования линейно меняющегося напряжения переключатель рода работы блокирует поразрядную связь между счетчиками, вследствие чего оба счетчика организуют простейший линейный делитель частоты, а выходной сигнал ЦАП представляет ступенчато изменяющееся линейное напряжение. Устройство, кроме простоты перестройки режима работы, обеспечивает высокую точность формирования опорного линейного и полупараболического напряжения и изменения в широких пределах длительности опорного напряжения без снижения точности формирования.

Исследования лабораторного макета универсального время-импульсного преобразователя подтвердили возможность построения прибора, работающего на описанном принципе, а метрологические его характеристики оказались весьма обнадеживающими. Например, постоянное напряжение на фоне помехи, изменяющейся с частотой от 16 *гц* до 20 *кгц*, измерялось с погрешностью 0,2%, а действующее значение периодического сигнала в этом же частотном диапазоне — с погрешностью 0,8%. Все преобразования производились при периоде повторения опорного напряжения 1 *сек*.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. П. Кирьянов, И. Ф. Клисторин, И. И. Коршевер, П. М. Цапенко. Преобразование интегральных характеристик переменных напряжений во временной интервал, ч. 1.— Автометрия, 1969, № 2.
2. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.
3. Д. А. Поспелов. Логические методы анализа и синтез схем. М.—Л., «Энергия», 1964.
4. Ф. Е. Темников. Теория развертывающих систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
5. В. П. Кирьянов, И. Ф. Клисторин, И. И. Коршевер. Цифровой интегрирующий вольтметр. Авторское свидетельство № 235201.— ИПОТЗ, 1969, № 5.
6. И. Ф. Клисторин, А. М. Ковалев, И. И. Коршевер. Способ измерения среднего значения переменного напряжения. Авторское свидетельство № 216134.— ИПОТЗ, 1968, № 14.
7. А. И. Тихонюк, Б. И. Хазанов. Устройство для реализации минимальных превышений фонового уровня интенсивности.— Труды Союзного НИИ приборостроения, вып. 11. М., Атомиздат, 1965.

Поступила в редакцию
26 марта 1969 г.