

**АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ, КОНТРОЛЬНЫЕ
И ДИАГНОСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА**

УДК 621.317.3

З. В. МАГРАЧЕВ, Б. К. ЦЫГАНКОВ

(Краснодар)

**ДВУХКАНАЛЬНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ
АМПЛИТУДЫ ОДИНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ**

Как известно, измерение амплитуд одиночных импульсов осуществляется с помощью устройств, преобразующих импульсный сигнал в квазипостоянное напряжение или интервал времени. В первом случае обычно используются диодно-емкостные расширители, во втором — амплитудно-временные преобразователи. И те и другие содержат накопительную емкость, заряжаемую до амплитуды измеряемого импульса через вентиль, в качестве которого обычно используются вакуумные или полупроводниковые диоды.

Основным недостатком таких преобразователей является резкое возрастание погрешностей преобразования с уменьшением амплитуды и длительности измеряемых импульсов. Появление этих погрешностей объясняется главным образом нелинейностью вольт-амперных характеристик диодных вентилях в области малых напряжений и возрастанием в связи с этим эквивалентной постоянной времени заряда накопительного конденсатора. Это ограничивает возможности диодно-конденсаторного метода при измерении амплитуды одиночных импульсов.

Для уменьшения указанных погрешностей используются системы ускорения заряда накопительной емкости с помощью отрицательных обратных связей [1, 2]. Однако, как показано в этих работах, минимальная длительность преобразуемых импульсов в подобных системах ограничивается задержкой в цепи обратной связи, приводящей к выбросам на переходной характеристике системы, а следовательно, к возрастанию погрешности преобразования.

В [3] развиты интегральные методы преобразования наносекундных импульсов малой амплитуды с помощью двух или более расширителей импульсов, содержащих нелинейные элементы с различной нелинейностью. Отношение выходных напряжений этих расширителей не зависит от длительности измеряемых импульсов и является функцией обобщенной амплитуды измеряемого сигнала. При наличии сведений о коэффициенте формы измеряемого импульса с помощью подобных устройств можно получить информацию об амплитуде и длительности измеряемых импульсов, в том числе и одиночных.

Интегральные методы измерения амплитуды импульсов имеют погрешность порядка 10% и наиболее эффективны при измерении импульсов амплитудой менее 1 в, т. е. в пределах напряжений, при которых характеристики используемых нелинейных элементов аппроксимируются

какой-либо одной элементарной функцией. Принципиальным условием реализации этого метода является наличие нелинейных элементов с различными и известными характеристиками.

Можно показать, что при использовании метода двухканального преобразования [4] для измерения амплитуды одиночных наносекундных импульсов нетрудно получить удовлетворительные результаты, применяя элементы с одинаковой нелинейностью или компенсируя их неидентичность. Рассмотрим возможности этого метода.

Пусть имеется два идентичных по схеме преобразователя амплитуд одиночных импульсов, накопительные конденсаторы которых $C_{н1}$ и $C_{н2}$ заряжаются через диодные ключи D_1 и D_2 от импульсов, подаваемых на вход преобразователей (рис. 1). На вход первого преобразователя

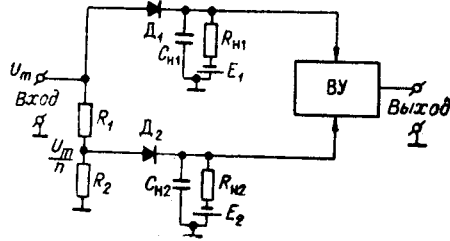


Рис. 1. Двухканальный диодно-емкостный преобразователь одиночных импульсов.

подается напряжение U_m , на вход второго $-\frac{U_m}{n}$, где $n = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ — коэффициент деления делителя во втором канале преобразования. Тогда амплитуда выходного напряжения каждого из преобразователей может быть представлена следующими выражениями:

$$U_{m \text{ вых } 1} = U_m (1 - \delta U_{зар1}); \quad (1)$$

$$U_{m \text{ вых } 2} = \frac{U_m}{n} (1 - \delta U_{зар2}), \quad (2)$$

где $\delta U_{зар1}$ и $\delta U_{зар2}$ — относительные погрешности, возникающие при заряде накопительных конденсаторов преобразователей. Как показано в [2], в области малых напряжений и длительностей сигналов эти погрешности для прямоугольной формы импульсов с достаточной точностью описываются соотношениями:

$$\delta U_{зар} = \frac{1}{b U_m} \ln \left[1 - \exp \left(- \frac{i_{д0} b}{C_n + C_d} t_n \right) \right] \text{ для вакуумных диодов; } \quad (3)$$

$$\delta U_{зар} = \frac{1}{b U_m} \ln \left[1 - \exp \left(- S e^{b U_{д0}} t_n \right) \right] \text{ для полупроводниковых диодов. } \quad (4)$$

Здесь b — коэффициент аппроксимации вольт-амперной характеристики показательной функцией; U_m — амплитуда измеряемого импульса; $i_{д0}$, $U_{д0}$ — начальный ток и напряжение смещения диода; C_n — накопительная емкость; C_d — проходная емкость диода; t_n — длительность импульса; $S = \frac{b I_s}{C_n}$, где I_s — обратный ток полупроводникового диода.

Рассмотрим разность выходных напряжений преобразователей, получаемую в схеме рис. 1 с помощью вычитающего устройства ВУ. На основании (1) и (2) она записывается как

$$\Delta = U_m \left(1 - \frac{1}{n} \right) - U_m \left(\delta U_{зар1} - \frac{1}{n} \delta U_{зар2} \right). \quad (5)$$

С учетом (3), (4) выражения для $\delta U_{зар1}$ и $\delta U_{зар2}$ можно представить в виде:

$$\delta U_{зар1} = \frac{1}{b_1 U_m} f_1(P); \quad (6)$$

$$\delta U_{зар2} = \frac{n}{b_2 U_m} f_2(P), \quad (7)$$

где $f_1(P)$ и $f_2(P)$ — логарифмические функции параметров преобразователя и длительности преобразуемых импульсов. Подстановка выражений (6), (7) в (5) дает

$$\Delta = U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right) - \left[\frac{1}{b_1} f_1(P) - \frac{1}{b_2} f_2(P) \right]. \quad (8)$$

Для случая, когда используются нелинейные элементы с одинаковыми характеристиками, т. е. $b_1 = b_2$ и $f_1(P) = f_2(P)$, разностное напряжение

$$\Delta = U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right) \quad (9)$$

пропорционально амплитуде измеряемого сигнала и не зависит от его длительности. Однако вследствие большого разброса и дрейфа характеристик вентилях практически трудно обеспечить выполнение условия (9), в связи с чем разностное напряжение имеет вид

$$\Delta = U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right) - \xi(t),$$

где $\xi(t)$ — второй член выражения (8). Относительная погрешность преобразования при этом определяется соотношением

$$\delta \xi = \frac{\xi(t)}{U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right)}. \quad (10)$$

Рассмотрим способ уменьшения этой погрешности. Если $\xi(t) = 0$, то будем иметь

$$\frac{f_1(P)}{f_2(P)} = \frac{b_1}{b_2} = \eta. \quad (11)$$

Таким образом, задача сводится к подбору отношения логарифмических функций. Решим ее, например, для случая емкостных накопителей с вакуумными диодами, у которых в области малых напряжений погрешности при заряде описываются выражениями вида (3). Тогда, раскрывая (11) с учетом (3), получим

$$\frac{1}{\eta} \ln \left[1 - \exp \left(- \frac{b_1 i_{д01}}{C_{н1} + C_{д1}} t_n \right) \right] = \ln \left[1 - \exp \left(- \frac{b_2 i_{д02}}{C_{н2} + C_{д2}} t_n \right) \right]. \quad (12)$$

Решив это уравнение относительно $\frac{i_{д02}}{C_{н2} + C_{д2}}$, найдем

$$\frac{i_{д02}}{C_{н2} + C_{д2}} = - \frac{1}{b_2 t_n} \ln \left\{ 1 - \left[1 - \exp \left(- \frac{b_1 i_{д01}}{C_{н1} + C_{д1}} t_n \right) \right]^{\frac{1}{\eta}} \right\}. \quad (13)$$

Путем подбора отношения левой части уравнения (13) можно обеспечить условие $\xi(t) = 0$ для любой длительности импульса t_n .

Ток $i_{д0}$ — начальный ток диода — можно регулировать у вакуумных диодов напряжением накала или внешним смещением, у полупроводниковых диодов — внешним смещением. Значение накопительной емкости C_n можно варьировать в необходимых пределах.

При работе в широком диапазоне длительностей импульсов и калибровке преобразователя при фиксированной длительности $t_{н0}$ выполнить условие $\xi(t) = 0$ для всех t_n не представляется возможным, так как отношение (13) зависит от величины t_n .

На рис. 2 приведены графики зависимости абсолютной погрешности $\xi(t)$ от длительности импульса для $\eta=1,1$ и $\eta=1,2$ при двух значениях отношения (13), рассчитанных для $t_{н0} = 10$ нсек (сплошные линии) и $t_{н0} = 50$ нсек (штриховые линии). Графики показывают, что рассмотренный способ позволяет существенно уменьшить погрешность измерения, но при значительном разбросе параметра b малые погрешности в широком диапазоне длительностей не обеспечиваются. Этот недостаток можно устранить путем подбора вентиля с идентичными характеристиками ($b_1 = b_2$), например с приблизительно одинаковыми начальными токами при одном и том же смещении.

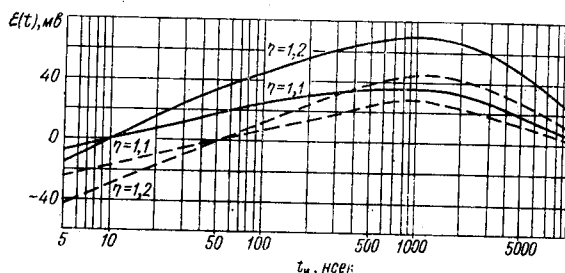


Рис. 2. Графики зависимости $\xi(t)$ от длительности импульса ($C_{н1} + C_{д1} = 100$ пф; $b_1 = 9$ 1/б; $i_{доп} = 5$ мка).

Для обеспечения большей точности вычитания и соответственно получения более достоверных данных о требуемой величине отношения (13) калибровку или настройку преобразователя целесообразно производить в области минимальных амплитуд и длительностей измеряемых импульсов, т. е. там, где зарядные погрешности максимальны.

Благодаря изложенному удается скомпенсировать неидентичность вольт-амперных характеристик вентилях в точке калибровки и свести к минимуму или усреднить погрешность преобразования в области малых амплитуд и длительностей измеряемых импульсов. С увеличением амплитуды измеряемого импульса относительная погрешность (3), (4) уменьшается, что обеспечивает широкодиапазонность двухканальных преобразователей.

Рассмотрим влияние коэффициента деления n на параметры преобразования. Очевидно, что использование системы вычитания теряет смысл, когда абсолютные погрешности при заряде в двух каналах становятся разными. Допустим, что погрешность при заряде у второго емкостного накопителя при минимальной амплитуде измеряемого импульса $U_{m \min}$ оказывается столь велика, что его выходное напряжение составляет $U_{m \text{вых}2} \approx 0$. Рассматривая для простоты случай, когда $b_1 = b_2$ и $f_1(P) = f_2(P)$, из выражения (2) получим условие, при котором справедливо указанное равенство:

$$\delta U_{\text{зар. доп}} = \frac{1}{n}. \quad (14)$$

Таким образом, чем больше коэффициент деления напряжения во втором преобразователе, тем меньше допустимая относительная погрешность за счет недозаряда емкостного накопителя, которую можно скомпенсировать двухканальным методом преобразования. Так, например, при $n=2$ $\delta U_{\text{зар. доп}} = 50\%$, при $n=4$ $\delta U_{\text{зар. доп}} = 25\%$. Отсюда следует также, что коэффициент деления n влияет на минимальную длительность преобразуемых импульсов. Раскрывая (14) с учетом (3), нетрудно получить эту зависимость:

$$t_{н \min} = - \frac{C_{н1} + C_{д1}}{b i_{доп}} \ln \left[1 - \exp \left(- \frac{b U_m}{n} \right) \right]. \quad (15)$$

Длительность $t_{н \min}$ можно уменьшить путем снижения коэффициента деления n . Однако при этом уменьшается уровень выходного

напряжения, снимаемого с вычитающего устройства ВУ, что затрудняет процесс дальнейшего преобразования и отсчета измеряемой величины и увеличивает влияние дестабилизирующих факторов. Практически оптимальный коэффициент деления оказывается близким к величине $n_{\text{опт}} \approx 1,5 \div 2$. Следует отметить также, что работа преобразователей при больших значениях недозаряда накопительной емкости приводит к нарушению условий (3), (4), так как в этом случае остаточное напряжение на диоде $\Delta U_d = \delta U_{\text{зар}} U_m$ велико, и рабочая точка диода не успевает выйти на участок вольт-амперной характеристики, аппроксимированной показательной функцией.

В зависимости от принципа построения схемы преобразователя вычитание можно осуществлять двумя методами: с помощью обычных способов вычитания импульсных напряжений или путем вычитания временных интервалов после амплитудно-временного преобразования.

С помощью описанного метода возможно построение двухканальных амплитудно-временных преобразователей (АВП), у которых погрешности за счет недозаряда накопительного конденсатора и ряд погрешностей преобразования интервала могут быть существенно уменьшены. Рассмотрим возможные практические реализации таких преобразователей.

На рис. 3, а представлена блок-схема АВП с плавающим порогом дискриминации. Идея построения схемы сводится к тому, что уровень дискриминации интервала преобразования в АВП определяется напряжением расширителя, абсолютное значение зарядной погрешности которого одинаково с зарядной погрешностью АВП. Благодаря этому при уменьшении напряжения на накопительном конденсаторе АВП за счет недозаряда уменьшается также и уровень, на котором осуществляется дискриминация интервала преобразования. Вследствие этого в значительной степени устраняется зависимость характеристик преобразования от амплитуды, формы и длительности преобразуемых импульсов. Преобразуемый импульс амплитудой U_m заряжает через диодный вентиль D_1 накопительный конденсатор $C_{н1}$. По окончании импульса конденсатор $C_{н1}$ начинает разряжаться по

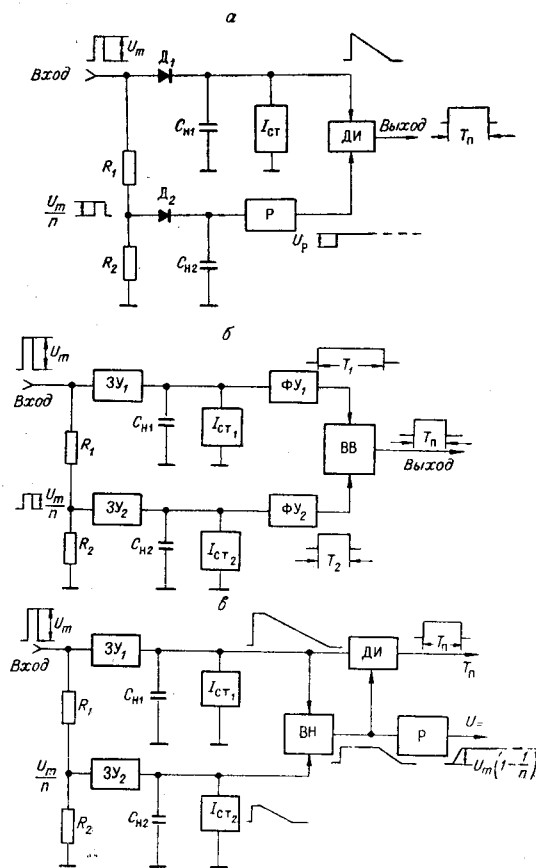


Рис. 3. Блок-схема амплитудно-временных преобразователей с плавающим порогом дискриминации (а), с двумя дискриминаторами (б) и универсального аналогового преобразователя (в).

линейному закону через стабилизатор тока. Линейно спадающее напряжение подается на вход дискриминатора интервала ДИ. Одновременно с этим уменьшенный по амплитуде импульс через диодный вентиль D_2 заряжает накопительный конденсатор $C_{н2}$, напряжение которого запоминается расширителем Р. Выходное напряжение расширителя, используемое в качестве опорного, подается на второй вход дискриминатора интервала ДИ.

Ввиду того, что входной сигнал предварительно расширяется диодно-емкостной цепочкой $D_2 C_{н2}$, требования, предъявляемые к расширителю Р, соответственно снижаются. Так, например, если минимальный интервал преобразования АВП составляет $T_n = 100$ мксек, то длительность расширенного импульса должна быть также не менее 100 мксек. Одноступенчатая диодно-емкостная запоминающая цепочка дает коэффициент расширения не менее 10. Тогда при длительности входного импульса $t_n = 20$ нсек на вход расширителя Р поступит импульс длительностью 0,2 мксек, а требуемый коэффициент расширения расширителя составит 500, что легко обеспечивается двухступенчатым расширителем импульсов.

Вследствие недозаряда накопительных конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$ в момент окончания входного импульса с амплитудой U_m напряжение на этих конденсаторах будет описываться выражениями (1) и (2). По окончании импульса конденсатор $C_{н1}$ начинает разряжаться по линейному закону до момента равенства напряжения на нем опорному напряжению U_p , снимаемому с расширителя. Этот момент фиксируется дискриминатором. Таким образом,

$$T_n = K_n (U_{C_1} - U_p). \quad (16)$$

Можно считать, в первом приближении, что выходное напряжение расширителя в момент сравнения отличается от напряжения на конденсаторе $C_{н1}$ на величину коэффициента передачи расширителя:

$$U_p = U_{C_2} \theta = \frac{\theta}{n} U_m (1 - \delta U_{зар2}). \quad (17)$$

Тогда для интервала преобразования, выделяемого дискриминатором интервала, в соответствии с (16), получим

$$T_n = K_n U_m \left[1 - \frac{\theta}{n} - \delta U_{зар} (1 - \theta) \right], \quad (18)$$

где $\delta U_{зар} = \delta U_{зар1} = \frac{1}{n} \delta U_{зар2}$. Поскольку коэффициент передачи θ близок к единице, то влияние зарядной погрешности существенно уменьшается. Так, при $\theta = 0,8$ влияние зарядной погрешности $\delta U_{зар}$ уменьшается в 5 раз.

Возможен и путь полной компенсации погрешности в предлагаемом АВП. Рассмотрим для этого разность

$$\delta U_{зар1} - \frac{\theta}{n} \delta U_{зар2} = \xi(t)$$

в правой части соотношения (18). В соответствии с (6) и (7) записываем ее в виде

$$\frac{1}{b_1 U_m} f_1(P) - \frac{\theta}{b_2 U_m} f_2(P) = \xi(t).$$

При использовании неидентичных нелинейных элементов ($b_1 \neq b_2$), подобрав значения $f_1(P)$ и $f_2(P)$, можно добиться условия

$$\frac{b_2}{\theta b_1} = \frac{f_2(P)}{f_1(P)},$$

при котором $\xi(t) = 0$. В этом случае выражение (18) преобразуется так:

$$T_n = K_n U_m \left(1 - \frac{\theta}{n}\right), \quad (19)$$

т. е. не зависит от зарядных погрешностей.

Таким образом, в описываемом АВП с плавающим порогом дискриминации удастся либо исключить, либо существенно уменьшить погрешности преобразования, связанные с недозарядом накопительного конденсатора. В АВП подобного типа удастся осуществлять преобразование импульсов длительностью 20—30 нсек при амплитудах до 1 в и меньше.

В рассматриваемой выше схеме АВП не устраняются погрешности, связанные с нелинейностью коэффициента преобразования за счет конечной обратной проводимости зарядного диода $\delta K_{п.д.}$, а также уровня помех и шумов $\delta U_{ш}$. Кроме этого, существенное значение имеют погрешности, зависящие от формы вершины и среза импульса δT_{ϕ} [2] которые устраняются введением управляемого нелинейного ключа на входе АВП, как это описано в [5]. Однако при этом возникает дополнительная погрешность за счет пьедестала δU_0 . При преобразовании импульсов малой амплитуды резко возрастают погрешности АВП за счет отличия порога дискриминации от первоначального нулевого уровня $\delta U_{п.д.}$.

Запишем перечисленные погрешности:

$$\begin{aligned} \delta T_n &= \delta K_{п.д.} + \delta U_{ш} + \delta T_{\phi} + \delta U_0 + \delta U_{п.д.} = \\ &= \frac{U_{ш0}}{U_m} + \frac{2 U_{мш}}{U_m} + \frac{t_n}{K_n U_m} + \frac{C_n}{\sum C} \frac{U_0}{U_m} + \frac{U_{п.д.}}{U_m} = \frac{1}{U_m} f(M), \end{aligned} \quad (20)$$

где $f(M)$ не зависит от амплитуды измеряемого импульса.

Как было показано выше, двухканальный метод преобразования позволяет исключить погрешности, описываемые выражениями вида (20).

На рис. 3, б представлена блок-схема двухканального АВП, состоящего из двух идентичных по схеме преобразователей, которые соединены по входу через делитель напряжения [6]. Выходные импульсы этих преобразователей подаются на схему временного вычитания ВВ, с выхода которой снимается сигнал длительностью $T_1 - T_2$, не зависящей от перечисленных выше погрешностей. Выражения для интервала преобразования T_n , получаемого с выхода формирующего устройства каждого из преобразователей, могут быть записаны в виде:

$$\begin{aligned} T_{n1} &= K_{n1} U_m \left[1 - \delta U_{зар1} - \frac{1}{U_m} f(M)\right]; \\ T_{n2} &= K_{n2} U_m \frac{1}{n} \left[1 - \delta U_{зар2} - \frac{n}{U_m} f(M)\right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Тогда после схемы временного вычитания с учетом (6), (7) и (20) будем иметь

$$T_n = U_m \left(K_{n1} - \frac{K_{n2}}{n}\right) - f(M) (K_{n1} - K_{n2}) - \left[\frac{K_{n1}}{b_1} f_1(P) - \frac{K_{n2}}{b_2} f_2(P)\right]. \quad (22)$$

Для того чтобы интервал преобразования T_n не зависел от погрешностей накопления и преобразования, необходимо, чтобы коэффициенты преобразования обоих преобразователей были равны $K_{n1} = K_{n2} = K_n$. В этом случае выражение (22) примет вид

$$T_n = K_n U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right) - K_n \left[\frac{1}{b_1} f_1(P) - \frac{1}{b_2} f_2(R) \right]. \quad (23)$$

Выше было показано, что подбором логарифмических функций $f(P)$ можно обратить второй член равенства (23) в нуль. Тогда с выхода преобразователя будет сниматься интервал $T_n = K_n U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right)$, не зависящий от рассмотренных выше погрешностей.

Так как $K_n = \frac{C_n}{I_{ст}}$, где $I_{ст}$ — ток стабилизатора, а C_n — накопительная емкость, равенство $K_{n1} = K_{n2}$ легко обеспечивается регулировкой тока одного из токостабилизирующих устройств. С помощью построенного таким образом АВП удастся преобразовывать импульсы длительностью до 10 нсек и амплитудой до 1 в и менее.

Интересно отметить, что с помощью рассмотренного выше метода можно получить аналог амплитуды одиночного импульса в виде квазипостоянного напряжения. Действительно, если подавать два линейно спадающих напряжения, образующихся при разряде на конденсаторах C_{n1} и C_{n2} , на схему вычитания напряжения ВП, то разностное напряжение в течение интервала преобразования второго АВП будет близко к постоянному. Запишем выражения для выходных напряжений на конденсаторах C_{n1} и C_{n2} :

$$U(t)_{C_1} = U_m \left(1 - \frac{t}{T_n}\right); \quad 0 < t < T_n; \quad (24)$$

$$U(t)_{C_2} = \frac{U_m}{n} \left(1 - \frac{nt}{T_n}\right); \quad 0 < t < \frac{T_n}{n}. \quad (25)$$

Тогда разностное напряжение имеет вид:

$$U_p = U_m \left(1 - \frac{1}{n}\right); \quad 0 < t < \frac{T_n}{n}; \quad (26)$$

$$U_p = \frac{U_m}{n} \left[1 - \frac{n \left(t - \frac{T_n}{n}\right)}{T_n} \right]; \quad \frac{T_n}{n} < t < T_n. \quad (27)$$

Полученные соотношения, разумеется, справедливы, если оба линейно спадающих напряжения имеют одинаковую крутизну, т. е. коэффициенты преобразования обоих АВП равны. Расширенный импульс, снимаемый со схемы вычитания, имеет длительность, равную $T_n/2$. Таким образом, если коэффициент преобразования АВП имеет, например, величину $K_n = 100$ мксек/в, а $n=2$, то при поступлении на вход преобразователя импульса длительностью 10 нсек и напряжением 1 в длительность расширенного импульса составляет 50 мксек, что соответствует коэффициенту расширения $K=2500$. Импульс длительностью 50 мксек несложно расширить, преобразовав его в квазипостоянное напряжение.

На базе рассмотренного принципа можно создать универсальный аналоговый преобразователь амплитуды импульсов, с выхода которого снимаются два аналога: интервал времени и квазипостоянное напряжение, пропорциональные измеряемой амплитуде импульса. Такой преобразователь дает возможность использовать для измерения амплитуд

одиночных импульсов стандартные счетчиковые частотомеры, а также стрелочные и цифровые вольтметры постоянного тока. Подобного рода преобразователи могут быть применены в вычислительной технике для встраивания в аналоговые моделирующие и цифровые машины, поскольку их выходные функции удобны для дальнейших дискретных аналоговых преобразований.

Блок-схема такого универсального аналогового преобразователя представлена на рис. 3, в. Канал амплитудно-временного преобразования аналогичен блоку-схеме рис. 3, б. Для получения квазипостоянного напряжения использованы схемы вычитания пилообразных напряжений и расширитель импульсов.

На основе двухканального амплитудно-временного преобразователя (см. рис. 3, б) разработан макет цифрового вольтметра одиночных импульсов для диапазонов 1—300 в по напряжению и 15 нсек—1000 мсек по длительности. На входе каждого канала вольтметра включены предварительные расширители импульсов на диодах 2Д503Б. Емкость конденсатора в расширителе первого канала равна 35 пф. Компенсация разброса характеристик диодов и уменьшение погрешности при малых длительностях достигались в соответствии с (13) изменением емкости $C_{н2}$. Разница в емкостях накопительных конденсаторов определила экстремальный характер показаний вольтметра при изменении длительности импульсов.

Испытания макета в наносекундном диапазоне проводились с помощью генератора калиброванных импульсов на ртутном реле. Калибровка макета выполнялась при $U_m=2$ в и $\tau_n=25$ нсек. Результаты испытаний показали (рис. 4), что погрешность вольтметра δU не превышает $\pm 6\%$, в то время как для одноканального вольтметра эта величина составляет 25—30%.

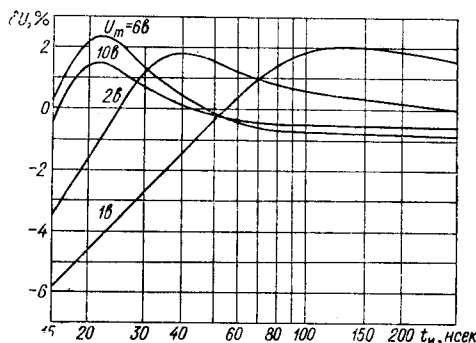


Рис. 4. Графики зависимости погрешности двухканального вольтметра $\delta U = f(U_m, t_n)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Л. Горн, И. С. Крашенинников, Б. И. Хазанов. Электроника в спектрометрии ядерных излучений. М., Госатомиздат, 1963.
2. З. В. Маграчев. Вольтметры одиночных импульсов. М., «Энергия», 1967.
3. М. И. Грязнов. Интегральные способы измерения некоторых параметров наносекундных импульсов малой амплитуды.— Автоматический контроль и методы электрических измерений. (Труды V конференции). Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
4. Г. И. Ковтун. Устройство для измерения импульсов тока и напряжения в широком диапазоне частот и длительностей. Авторское свидетельство № 175563.— Бюллетень изобретений, 1965, № 20.
5. З. В. Маграчев, В. Я. Егупов. Амплитудно-временной преобразователь. Авторское свидетельство № 164488.— Бюллетень изобретений, 1964, № 15.
6. З. В. Маграчев, Б. К. Цыганков. Амплитудно-временной преобразователь. Авторское свидетельство № 213108.— ИПОТЗ, 1968, № 10.

Поступила в редакцию
16 марта 1967 г.,
окончательный вариант
10 августа 1968 г.