

на усилитель 10, где вырабатываются импульсы одинаковой амплитуды, характеризующие длительность фронтов волн ЭЭГ. Импульсы поступают на вход инерционного звена, собранного на усилителе 15, с выхода которого регистрируется динамика разности длительностей фронтов волн ЭЭГ в виде непрерывной кривой. Кроме того, с выхода усилителя 13 импульсы поступают на вход резонансного фильтра, с выхода которого можно регистрировать любой, заранее выбранный ритм колебаний I и II рода [2] кривой P ИРДФ ЭЭГ;

на усилитель 4, на котором выделяется с помощью инерционного звена сверхмедленная частотная компонента Y ЭЭГ;

на усилитель 11, с выхода которого снимается производная ЭЭГ. На усилителе 12 производная инвертируется и поступает параллельно неинвертированному сигналу на вход усилителя 2, с выхода которого снимается сглаженный модуль производной A_{12} (огibaющая) ЭЭГ. Огибающая ЭЭГ дифференцируется на усилителе 14, выход которого питает обмотку поляризованного реле типа РП-5. Импульсы, снимаемые с реле, поступают на вход резонансного фильтра, откуда снимается параметр g .

Описанные две установки для анализа ЭЭГ при комплексном использовании являются универсальными, поскольку, по существу, без переделок позволяют регистрировать большинство из применяемых в настоящее время показателей ЭЭГ.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. П. Емельянов. О проявлениях релаксации в колебаниях биопотенциалов мозга. — В сб. «Электрофизиологические исследования в клинике и экспертной практике», вып. XIII. Л., «Медицина», 1964.
2. И. П. Емельянов. Опыт применения электронно-вычислительной техники непрерывного действия при изучении электрической активности головного мозга человека в норме и патологии. Автореф. канд. дисс. Л., 1966.

Поступило в редакцию
10 апреля 1967 г.

УДК 621.317.027 : 681.142.621

**К. В. САФРОНОВА,
Г. П. ШЛЫКОВ, В. М. ШЛЯНДИН**

(Пенза)

КОМБИНИРОВАННЫЙ СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ БЫСТРОМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В современной технике все большее значение приобретает вопрос о точном измерении быстроменяющихся величин, преобразуемых в постоянное напряжение. Для таких измерений используются преобразователи непрерывных напряжений в цифровой код, при создании которых основной проблемой является получение одновременно большого быстродействия и высокой точности измерения.

Среди быстродействующих преобразователей напряжение — код большой интегрес представляют преобразователи следящего уравнивания, которые реагируют на приращения измеряемой величины и поэтому в случае измерения плавно изменяющегося напряжения могут обеспечить слежение за более высокими скоростями изменения измеряемой величины, чем преобразователи, основанные на других известных методах уравнивания.

Используя преобразователь следящего уравнивания, можно получить наиболее полное представление об измеряемом процессе, т. е. большую точность при его воспроизведении, так как преобразователь реагирует на каждое изменение измеряемого напряжения на величину, превышающую шаг дискретности.

Допустимая скорость изменения измеряемого напряжения $\dot{U}_{x \max}$, за которой преобразователь следящего уравнивания способен следовать, определяется в основном величиной ступени компенсирующего напряжения ΔU_k и временем ее установления t_k , а также временем $t_{б.с}$ срабатывания блока сравнения измеряемого напряжения U_x с компенсирующим напряжением U_k :

$$\dot{U}_{x \max} \approx \frac{\Delta U_k}{t_k + t_{б.с}}$$

За более высокими скоростями изменения измеряемого напряжения способны следовать преобразователи, основанные на способах, описанных в [1] и [2], где величина ступени ΔU_k компенсирующего напряжения определяется разностью $\Delta = U_x - U_k$ и при возрастании скорости изменения измеряемого напряжения увеличивается. Хотя такие преобразователи и «улавливают» более высокие скорости изменения измеряемого напряжения, однако при этом происходит потеря части информации о процессе и, следовательно, теряется точность при его восстановлении.

Ниже описывается способ измерения быстроменяющегося напряжения, основанный на комбинации метода следящего уравнивания и метода совпадения [3], позволяющий осуществлять слежение за измеряемым напряжением, изменяющимся в несколько раз выше (практически на порядок), чем в случае обычного следящего уравнивания, без ухудшения точности.

В случае следящего уравнивания очевидно, что чем больше величина ступени ΔU_k компенсирующего напряжения, тем за большими скоростями изменения U_x прибор может следовать. Действительно, время срабатывания блока сравнения практически может быть много меньше времени установления ступени компенсирующего напряжения [4]. Время установления ступени компенсирующего напряжения не зависит от величины ступени, так как во всех ключах преобразователя код — напряжение при срабатывании возникают одинаковые по амплитуде перепады напряжения $U_{k \max}$, имеющие примерно равное время установления. Различные по величине ступени ΔU_k получаются за счет деления $U_{k \max}$ делителем из активных сопротивлений (т. е. их временные характеристики сохраняются). Учитывая это, можно утверждать, что увеличение ступени ΔU_k в k раз позволяет осуществить слежение за U_x , изменяющимся со скоростью также в k раз большей. Заметим, что, строго говоря, переходный процесс в младшем ключе преобразователя код — напряжение при учете заданной абсолютной точности можно считать закончившимся несколько раньше, чем в ключе более старшего разряда.

Увеличение ступени в k раз приводит к уменьшению количества различных уровней во столько же раз и соответственно теряется точность при восстановлении измеряемого процесса. Для того, чтобы сохранить заданную точность измерения, можно ступени ΔU_k формировать с необходимой точностью, и в промежутках между двумя соседними уровнями компенсирующего напряжения приращение U_x оценивать по методу совпадения.

На рис. 1, а, б приведены графики изменения компенсирующего напряжения равномерными ступенями ΔU_k , величина которых в k раз выше требуемого шага дискретности Δ_d . До тех пор, пока разность $\Delta = U_x - U_k$ не достигнет величины ΔU_k , ее оценка производится путем сравнения с опорными уровнями, отстоящими

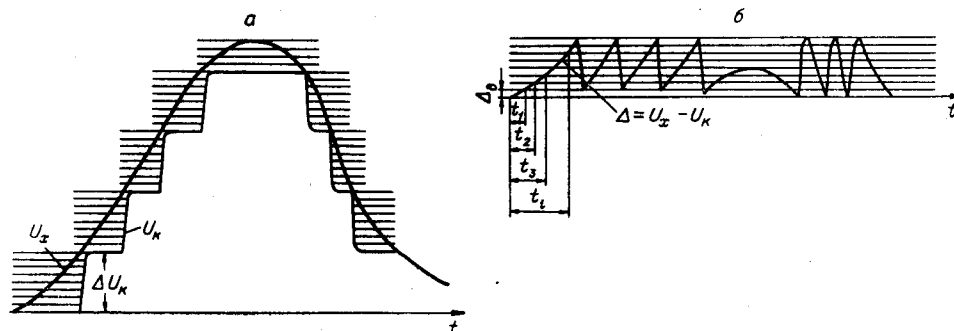


Рис. 1.

друг от друга на величину $\Delta\theta$. При сравнении Δ с любым опорным уровнем измеряется соответствующее значение времени t_i , благодаря чему уменьшается динамическая погрешность измерения.

Блок-схема преобразователя, реализующего изложенные выше соображения, приведена на рис. 2. Разность $\Delta = U_x - U_k$ подается на блок сравнения, состоящий из ряда параллельно включенных пороговых элементов ПЭ₁—ПЭ_k с порогами срабатывания $\Delta\theta, 2\Delta\theta, \dots, k\Delta\theta$. При изменении Δ пороговые элементы срабатывают последовательно один за другим. При срабатывании каждого порогового элемента изменяется состояние формирователя сигнала считывания ФСС, управляющего устройством измерения времени от одного начала [5]. При этом осуществляется считывание кода времени, измеряемого с определенным шагом дискретности по времени.

При достижении Δ величины ΔU_k старший пороговый элемент ПЭ_k, имеющий наибольший порог срабатывания, вырабатывает сигнал, поступающий на вход сложения реверсивного счетчика РСЧ и изменяющий его состояние на единицу, после чего управляемый счетчиком преобразователь код — напряжение ПКН выдает одну ступень компенсирующего напряжения ΔU_k . При этом разность Δ становится равной 0 (в идеальном случае), а затем при дальнейшем изменении U_x начнет изменяться и вновь будет оцениваться пороговыми элементами. При уменьшении U_x разность Δ уменьшается, и как

только она приблизится к 0 с заданной точностью, определяемой порогом чувствительности самого младшего порогового элемента ПЭМ, последний срабатывает и выдает сигнал на вход вычитания реверсивного счетчика. Компенсирующее напряжение при этом уменьшается на одну ступень ΔU_k .

В реальном случае разность Δ не может мгновенно изменяться от значения ΔU_k до 0 и, наоборот, из-за наличия конечного времени установления t_k ступени ΔU_k . Поэтому в преобразователе необходимо предусмотреть задержку сигнала считывания на время установления ступени ΔU_k .

Код, соответствующий измеряемому напряжению, состоит из двух частей. Одна часть (с большим весом) снимается с реверсивного счетчика РСЧ и представляет собой m старших разрядов. Вторая часть (с меньшим весом) снимается с выхода шифратора Ш и представляет собой $n - m$ младших разрядов кода напряжения. Шифратор Ш преобразует единичный код разности, образующийся на выходах пороговых элементов, в параллельный двоичный код. Для удобства совмещения этих двух частей в случае двоичного кода следует число k пороговых схем выбирать из двоичного ряда, т. е. $k = 2^{n-m}$.

Используя описанный способ, можно построить преобразователь с быстродействием практически в 8—16 раз выше, чем у обычного преобразователя следящего уравнивания. Дальнейшее увеличение числа пороговых элементов будет связано со значительными конструктивными трудностями. Общее количество оборудования при k не больше 8—16 не увеличивается по сравнению с обычным преобразователем следящего уравнивания, так как введение ряда пороговых элементов компенсируется уменьшением количества разрядов в преобразователе код — напряжение.

Наличие канала времени, кроме исключения динамической погрешности, позволяет использовать преобразователь совместно с ЗУ как самостоятельное цифровое устройство для снятия графиков переходных процессов.

Преобразователь, основанный на использовании метода следящего уравнивания и метода совпадения, главным образом предназначен для измерения кратковременных однонаправленных быстропротекающих процессов, однако его с успехом можно использовать также для измерения постоянных напряжений и мгновенных значений переменных напряжений.

При числе пороговых элементов, равном 8, и частоте работы ключей в преобразователе код — напряжение 100 кГц такой преобразователь способен следить за измеряемым напряжением, изменяющимся со скоростью $8 \cdot 10^5$ квантов в секунду.

Длительность измеряемого процесса может быть довольно большой. Ограничением в этом случае будет являться время переходного процесса в счетчике импульсов устройства измерения времени, которое обычно увеличивается с увеличением

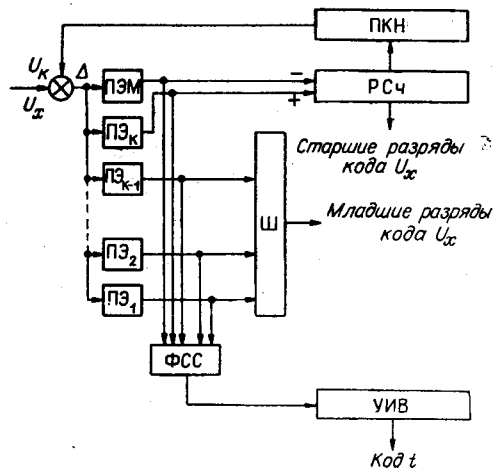


Рис. 2.

емкости счетчика (хотя имеются специальные меры для ликвидации этого недостатка). При использовании простого двоичного счетчика, заполняемого импульсами стабильной частоты 100 кГц, можно без каких-либо дополнительных усложнений использовать счетчик емкостью в 17—18 двоичных разрядов, т. е. измерять процессы длительностью до 1 сек.

ЛИТЕРАТУРА

1. I. R. Cox, D. H. Glauser. A quantizing encoder. IEEE Trans. on Electr. Computers, 1964, v. EC — 13, № 3.
2. Г. П. Шлыкков. Цифровой вольтметр с параллельно-последовательной обработкой. — Приборостроение, 1966, № 3.
3. М. П. Чапенко. О классификации цифровых измерительных приборов. — Измерительная техника, 1960, № 5.
4. Э. И. Гитис. Методы построения многоканальных преобразователей напряжения в код. — В сб. «Вычислительная техника в управлении». М., «Наука», 1964.
5. М. И. Лернер, Г. П. Шлыкков, В. М. Шляндин. Цифровой полупроводниковый интегратор интервалов времени ЦИВ-1. — Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4—65—1990/67. М., ГОСИНТИ, 1965.

*Поступило в редакцию
29 ноября 1966 г.,
окончательный вариант —
11 марта 1967 г.*

УДК 621.317.72

Г. Г. МАТУШКИН

(Новосибирск)

ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПОРОГОВ СРАБАТЫВАНИЯ УСТРОЙСТВ СРАВНЕНИЯ НА МАКСИМАЛЬНОЕ ЧИСЛО ТАКТОВ УРАВНОВЕШИВАНИЯ В НЕРАВНОМЕРНО-СЛЕДЯЩИХ ДЕСЯТИЧНЫХ АЦИП

В [1] был рассмотрен вопрос о выборе порогов срабатывания устройств сравнения десятичных неравномерно-следящих автоматических цифровых измерительных приборов (АЦИП) при числе устройств сравнения K , равном числу десятичных разрядов N , а также при $K=N+1$, поскольку в настоящее время эти случаи наиболее широко применяются на практике. В этой же работе приведены выражения для определения максимального числа тактов уравнивания при одном измерении в случае, когда формирование компенсационной величины осуществляется ступенями, равными сумме весовых значений разрядов, соответствующих сработавшим пороговым устройствам сравнения. Подобный метод формирования компенсационной величины был описан еще в 1957 году [2]. Однако в настоящее время описаны реализации неравномерно-следящих АЦИП, в которых компенсационная величина формируется ступенями, равными весовым значениям разрядов (см., например, [3]). Поэтому представляет интерес рассмотреть зависимость максимального числа тактов уравнивания от изменения порогов срабатывания устройств сравнения также и для этого случая. Кроме того, целесообразно определить ее и в том и в другом случае при относительном уменьшении порогов срабатывания устройств сравнения не только от весовых значений разрядов, как это было принято в [1], а и от соответствующих значений ступеней компенсационной величины.

В данном сообщении приводятся выражения, полученные путем анализа процесса уравнивания неравномерно-следящих АЦИП. По ним можно определить максимальное число тактов уравнивания при всех упомянутых выше случаях. Анализ процесса уравнивания основывается на следующих соображениях. Если $K=N+1$, то при равенстве порогов срабатывания устройств сравнения соответствующим ступеням компенсационной величины максимальное число тактов для формиро-